

**Rīgas Tehniskā universitāte**

Enerģētikas un elektrotehnikas fakultāte

Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūts

**Alvis Sokolovs**

**INTEGRĒTAS PIEDZIŅAS AR ASINHRONO  
DZINĒJU UN MATRICVEIDA PĀRVEIDOTĀJU  
IZSTRĀDE UN IZPĒTE**

**Promocijas darba kopsavilkums**

**Rīga 2010**

**Rīgas Tehniskā universitāte**

Enerģētikas un elektrotehnikas fakultāte

Doktora studiju programmas  
„Elektrotehnoloģiju Datorvadība” doktorants

**Alvis Sokolovs**

**INTEGRĒTAS PIEDZIŅAS AR ASINHRONO  
DZINĒJU UN MATRICVEIDA PĀRVEIDOTĀJU  
IZSTRĀDE UN IZPĒTE**

**Promocijas darba kopsavilkums**

Zinātniskais vadītājs  
Dr. sc. ing., profesors  
Ilja GALKINS

**RTU Izdevniecība**

**Rīga 2010**

UDK 621.314.26(043.2)  
So 263 i

Sokolovs A. Integrētās asinhronās piedziņas ar  
Matricveida pārveidotāju izstrāde un izpēte.  
Promocijas darba kopsavilkums.-R.:RTU,  
2010.- 50 lpp.

Iespiests saskaņā ar RTU nozares  
promocijas padomes "RTU P-14" 2010.gada  
5. novembra lēmumu, protokols Nr. 47

Šis darbs izstrādāts ar Eiropas Sociālā fonda atbalstu Nacionālās programmas  
“Atbalsts doktorantūras programmu īstenošanai un pēcdoktorantūras pētījumiem” projekta  
“Atbalsts RTU doktorantūras attīstībai” ietvaros.

RTU Izdevniecība  
**ISBN 978-9934-10-080-2**

**PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS INŽENIERZINĀTŅU DOKTORA  
GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ**

Promocijas darbs inženierzinātņu doktora grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2010.g. 21. decembrī plkst. 12:00 Rīgas Tehniskās universitātes telpās Rīgā, Kaļķu ielā 1.

**OFICIĀLIE RECENZENTI**

Dr.hab.sc.ing., profesors, Leonīds Ribickis  
Rīgas Tehniskās universitātes zinātņu prorektors

Dr.sc.ing., Dmitrijs Vinnikovs  
Tallinas Tehnoloģiskās universitātes vadošais pētnieks

Dr.sc.ing., Leonards Latkovskis  
Fizikāli Enerģētiskā institūta vadošais pētnieks

**APSTIPRINĀJUMS**

Apstiprinu, ka esmu izstrādājis doto promocijas darbu, kas iesniegts izskatīšanai Rīgas Tehniskajā universitātē inženierzinātņu doktora grāda iegūšanai. Promocijas darbs nav iesniegts nevienā citā universitātē zinātniskā grāda iegūšanai.

Alvis Sokolovs .....

Datums: .....

Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā, satur ievadu, 3 nodaļas, slēdzienu, literatūras sarakstu, 6 pielikumus, 114 attēlus, 104 formulas, 29 tabulas, kopā 189 lappuses. Literatūras sarakstā ir 130 nosaukumi.

## TĒMAS AKTUALITĀTE

Līdzstrāvas dzinēji daudzus gadus dominēja rūpniecībā pateicoties to vienkāršai un precīzai ātruma regulēšanai. Strauji attīstoties pusvadītāju tehnoloģijām pēdējo desmitgažu laikā, arvien vairāk līdzstrāvas dzinēju tiek aizvietoti ar regulējamu asinhrono piedziņu. Asinhrono dzinēju priekšrocība salīdzinot ar līdzstrāvas dzinējiem ir to vienkāršā konstrukcija. Asinhronām mašīnām ar īsslēgtu rotoru nav suku un kolektora, kas dilst un sarežģī mašīnas konstrukciju. Precīzu ātruma regulēšanu nodrošina frekvences pārveidotāji, izmantojot dažādas ātruma vai momenta regulēšanas metodes.

Vēl nesenā pagātne regulējama asinhronā piedziņa sastāvēja no trim sastāvdaļām: dzinēja, frekvences pārveidotāja un elektriska savienojuma starp tiem. Tehnoloģiskais progress ļauj integrēt spēka pārveidotāju ar pusvadītāju slēdžiem asinhronajā mašīnā, kā rezultātā tiek iegūts kompakts, visus elementus ietverošs, piedziņas risinājums. Šādi integrēti risinājumi ļauj izmantot regulējamās elektriskās piedziņas vietās ar ierobežotām uzstādīšanas iespējām. Vairums mūsdienu frekvences pārveidotāju izmanto sprieguma avota invertorus, kas satur lielus pasīvos līdzstrāvas posma elementus, kas apgrūtina to integrēšanas iespējas. Bez tam vairums frekvences pārveidotāju ieejā tiek izmantoti diožu tilti, kas rada augstu strāvas harmonisko kropļojumu. Lai novērstu harmoniskos kropļojumus ir nepieciešami ieejas filtri, kuru izmēri ir atkarīgi no filtrējamo harmonisko komponentu sastāva. Tāpat diožu taisngrieža ieeja neļauj atdot dzinēja reģeneratīvās bremsēšanas enerģiju atpakaļ tīklā. Tā vietā bremsēšanas enerģija tiek izkliedēta jaudīgos rezistoros, kas arī aizņem papildus vietu.

Piemērotākais spēka pārveidotāja risinājums integrētai piedziņai ir tāds, kas satur tikai pusvadītāju elementus. Šāds risinājums ir, piemēram, matricveida frekvences pārveidotājs, kas nesatur pasīvos elementus, nodrošina divvirzienu enerģijas plūsmu un ļauj regulēt reaktīvo jaudu.

Visos komutējamajos pārveidotājos komutējot strāvas ar augstu frekvenci pat pie nelielām spēka ķēdes parazitiskās induktivitātes vērtībām var rasties bīstams pārspriegums uz pusvadītāju slēdži, palielināties komutācijas jaudas zudumi un elektromagnētiskie traucējumi. Vairumā gadījumu pārspriegums tiek mazināts izmantojot dažāda veida slāpēšanas ķēdes. Dažāda veida pārsprieguma slāpēšanas shēmas izklieidē komutācijas ķēdes parazitiskajās induktivitātēs uzkrāto enerģiju rezistoros. Šādi risinājumi ir energoneefektīvi, un to uzstādīšanai nepieciešama papildus vieta un ir jānodrošina elementu dzesēšana. Šo iemeslu dēļ slāpēšanas ķēžu izmantošana netiek apsvērta integrētajā piedziņā, bet tiek meklēti citi pārsprieguma mazināšanas risinājumi. Tiešākais veids kā risināt problēmu, ir novērst tās cēloni. Šajā gadījumā tiešais risinājums ir samazināt komutācijas ķēdes parazitiskās induktivitātes. Netiešais risinājums ir ietekmēt slēdžu komutācijas procesu, neizmantojot papildus elementus spēka ķēdē.

## DARBA MĒRĶIS UN UZDEVUMI

Šī darba mērķis ir izpētīt un izstrādāt matricveida spēka elektronikas pārveidotāju integrētai asinhronai piedziņai. Tā kā visa konkrētā piedziņa sastāv no asinhronā dzinēja, spēka pārveidotāja, vadības moduļa un citiem elementiem, ir nodefinēti konkrēti uzdevumi:

- matricveida frekvences pārveidotāja analīze un salīdzinājums ar citiem frekvences pārveidošanas risinājumiem integrētai piedziņai;
- pārsprieguma mazināšanas iespēju izpēte, izmantojot kopņu konstrukcijas trīsfāzu matricveida frekvences pārveidotājos;
- pārsprieguma mazināšanas izpēte ar spēka slēdža aizvara signāla manipulācijām;
- trīsfāzu matricveida frekvences pārveidotāja spēka daļas izstrāde asinhronai piedziņai;

- eksperimentālo rezultātu analīze un sistēmas darbības potenciāla novērtējums;
- integrētās asinhronās piedziņas ar matricveida frekvences pārveidotāju ekonomiskais novērtējums.

## **PĒTĪJUMA LĪDZEKĻI UN METODES**

Lai novērtētu piedāvāto pārsprieguma metožu efektivitāti matricveida frekvences pārveidotājos, tiek izmantota MatLab matemātiskās analīzes programmatūra. Atsevišķo mezglu un filtru modelēšanai tiek izmantota PSpice Schematic un MatLab Simulink programmatūra.

Vadītāju un kopņu konstrukcijas induktivitātes skaitliskā analīze ir veikta MatLab.

Parazītisko induktivitāšu ietekme uz matricveida frekvences pārveidotāja komutācijas procesu ir veikta PSpice vidē. Kopņu konstrukcijas ietekme uz komutācijas procesu ir eksperimentāli pārbaudīta.

Spēka tranzistoru aizvara ķēžu vadības metodes ir modelētas PSpice vidē, kā arī ir eksperimentāli novērtēti perspektīvā varianta pārsprieguma mazināšanas potenciāls.

Asinhronā dzinēja parametru noteikšanai ir veikti eksperimenti Rīgas Tehniskās universitātes Enerģētikas un Elektrotehnikas fakultātes elektrisko mašīnu laboratorijā un Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūta elektriskās piedziņas laboratorijā un elektrisko mašīnu laboratorijā.

Eksperimenti ar asinhrono elektropiedziņu ar matricveida frekvences pārveidotāju ir veikti ar Siemens asinhrono dzinēju, matricveida frekvences pārveidotāju un vadības moduli, kas izstrādās Noringemas universitātes Energoelektronikas un kustības vadības fakultātē.

Potenciālā produkta ekonomiskā analīze ir balstīta uz tehniski ekonomiskajiem aprēķiniem metālapstrādes uzņēmumā Valmierā.

## **DABA ZINĀTNISKĀ NOVITĀTE**

Ir izstrādāta un eksperimentāli pārbaudīta jauna matricveida frekvences pārveidotāja divvirzienu slēdžu savienošanas metode;

Ir izstrādāta un eksperimentāli pārbaudīta jauna spēka IGBT tranzistoru aktīvā aizvara strāvas vadības metode pārsprieguma mazināšanai un tranzistora aizsardzībai pret īsslēguma strāvu;

Ir aprakstīti piedziņas elementi turpmākai produkta izstrādei;

Ir veikts asinhronās piedziņas ar matricveida frekvences pārveidotāju ražošanas ekonomiskais novērtējums;

Ir veikts ekonomiskais salīdzinājums starp tirgū pastāvošo un jauno produktu, tā konkurētspējas novērtēšanai.

## **DARBA PRAKTISKAIS PIELIETOJUMS**

Izstrādātais integrētās asinhronās piedziņas prototips var tikt attīstīts par komercializējamu produktu dažādiem pielietojumiem rūpniecības un saimnieciskajās nozarēs. Piemēram, piedziņas risinājums var tikt izmantots konveijeru līnijās, ventilācijas, sūkņu stacijās vai citās vietās, kur nepieciešama ātruma vai momenta regulēšana, bet nepastāv iespēja uzstādīt atsevišķu frekvences pārveidotāju.

## **DARBA APROBĀCIJA**

Promocijas darba rezultāti ir prezentēti starptautiskajās konferencēs:

1. 4-ais starptautiskais simpozijs "Topical Problems of Education in the Field of Electrical and Power Engineering", Tallinas Tehnoloģiskā Universitāte, Kuresāre, Igaunija, 2007;
2. IEEE Starptautiskais Industriālās Elektronikas Simpozijs, (ISIE 2007), Vigo, Spānija, 2007;
3. 9-ā Elektroenerģijas Kvalitātes un Izmantošanas konference (EPQU 2007), Barselona, Spānija, 2007;
4. 5-ā Energoelektronikas Savietojamības konference (CPE 2007), Gdaņska, Polija, 2007;
5. 16-ā Starptautiskā Elektriskās piedziņas un Energoelektronikas konference (EDPE 2007), Košice, Slovākija, 2007;
6. 11-tā Baltijas Elektronikas konference (BEC 2008), Tallina, Igaunija, 2008;
7. 5-ais Starptautiskais simpozijs „Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering 2008”, Kuresāre, Igaunija, 2008;
8. 6-ais Starptautiskais simpozijs „Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering 2009”, Kuresāre, Igaunija, 2009;
9. 8-ais Starptautiskais simpozijs „Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering 2010”, Pērnavā, Igaunija, 2010;
10. 14-ā Starptautiskā Energoelektronikas un Kustības Vadības konference (EPE-PEMC 2010), Ohrida, Maķedonijas Republika, 2010;
11. 51-ā Rīgas Tehniskās universitātes Zinātniskā konference Energoelektronikas un Elektrotehnikas jomā, Rīga, Latvija, 2010.

## **PUBLIKĀCIJAS**

1. Sokolovs A., Galkins I., "Problems related with use of bus bars in matrix converters", 4. starptautiskais simpozijs – Topical Problems of Education in the Field of Electrical and Power Engineering, Igaunija, Kuresāre, 2007.
2. Galkins I., Sokolovs A., "Comparison of Bus Bar constructions for Matrix Converters", IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2007, Spānija, Vigo, 2007.
3. Sokolovs A., Galkins I., "Possible design of bus bars for matrix converter", 9th International Conference Electrical Power Quality and Utilization EPQU 2007, Spānija, Barselona, 2007.
4. Sokolovs A., Galkins I., "Bus Bar construction consideration for Matrix Converters in Integrated AC drives", The 5th International Conference CPE 2007 Compatibility in Power Electronics 2007, Polija, Gdaņska, 2007.
5. Sokolovs A., Galkins I. "Bus Bar construction for Matrix Converters". 16th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics EDPE 2007, Slovākija, Augstie Tatri, Slovākija, Košice, 2007.
6. Sokolovs A., Galkins I. "Cost and Space Effective IGBT Gate Drive Circuit for Bi-directional Switch of Matrix Converter". 11th Biennial Baltic Electronics Conference BEC 2008, Igaunija, Tallina, 2008.
7. Sokolovs A., Galkins I., "Alternative Constructions of Bus Bars for 3x3 Matrix Converter in Integrated Drives", 5th International Symposium – Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering 2008, Igaunija, Kuresāre, 2008.
8. Sokolovs A., Galkins I., "800 V DC-DC power supply for gate driver of a common two transistor leg of VSI", 6th International Symposium – Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering 2009, Igaunija, Kuresāre, 2009.
9. Sokolovs A., Stepanov A., Galkins I. "High frequency sine wave PWM generation – programmable logic, microprocessor and analogue approach", 6th International Symposium – Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering 2009, Kuresāre, Igaunija, 2009.

10. Sokolovs A., Galkin I., "AC Drive Solution with Integrated Matrix Converter", 8th International Symposium „Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering“ Pērnava, Igaunija, 2010.
11. Galkin I., Sokolovs A., "Overvoltage Reduction Challenges in AC Drives with Integrated Matrix Converter", 14<sup>th</sup> International Power Electronic and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, Ohrida, Maķedonijas Republika, 2010.
12. Sokolovs A., Galkin I., "Matrix converter bi-directional switch power loss and cooling condition estimation for integrated drives", 51st Scientific Conference of Riga Technical University in the Field of Power and Electrical Engineering, Rīga, Latvija, 2010.

### **PUBLIKĀCIJAS ZINĀTNISKAJOS ŽURNĀLOS**

1. Galkins I., Sokolovs A. Bus bar construction considerations for matrix converters in integrated AC drives, PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, 108. – 111. lpp, Polija, 2007.

## **PROMOCIJAS DARBA SATURS**

TĒMAS AKTUALITĀTE

DARBA MĒRĶIS UN UZDEVUMI

PĒTĪJUMA LĪDZEKĻI UN MĒRĶI

DARBA ZINĀTNISKĀ NOVITĀTE

DARBA PRAKTISKAIS PIELIETOJUMS

DARBA APROBĀCIJA

PUBLIKĀCIJAS

PROMOCIJAS DARBA SATURS

IEVADS

1. ELEKTRISKĀS PIEDZIŅAS ENERGOEFEKTIVITĀTE

2. INTEGRĒTĀS PIEDZIŅAS IZSTRĀDES PROBLĒMAS

3. INTEGRĒTĀS PIEDZIŅAS EKONOMISKIE APSVĒRUMI

SECINĀJUMI

IZMANTOTIE INFORMĀCIJAS AVOTI

## IEVADS

Var uzskatīt, ka elektronikas straujā attīstība notika divdesmitā gadsimta otrajā pusē. Taču neapturamā tehnoloģiskā evolūcija sākās daudz ātrāk ar rūpniecības apvērsumu 18. un 19. gadsimtos. Kopš tiem laikiem cilvēce ir meklējusi arvien efektīvākus enerģijas izmantošanas veidus, un nekad līdz šim efektivitātes problēma nav bijusi tik aktuāla kā mūsdienās. Arvien pieaugošā apdzīvotība, ražošanas apjomi un enerģijas patēriņš, neatjaunojamo dabas resursu izmantošana nosaka augstus efektivitātes standartus visās tautsaimniecības nozarēs. Mūsdienās industriālā elektronika ir cieši saistīta ar elektrisko piedziņu un vadību. Saplūstot šīm nozarēm rodas jauns termins un nozare – „mehatronika”.

Kopš elektropiedziņas izmantošanas sākuma, nozarēs, kur nepieciešama precīza ātruma regulēšana, daudzus gadus tika izmantotas līdzstrāvas elektriskās mašīnas. Taču, attīstoties pusvadītāju tehnoloģijām, līdzstrāvas dzinēji, to trūkumu (kolektora un suku, kas dilst un samazina drošumu) dēļ, tika aizvietoti ar asinhronām mašīnām. Asinhronie dzinēji ar īsslēgtu rotoru ir vienkāršas un izturīgas elektriskās mašīnas, kas mūsdienās dominē pasaules tirgū un rūpniecībā. Ar spēka elektronikas un ciparu vadības tehnoloģiju attīstību, maiņstrāvas mašīnas kļūst aizvien izplatītākas.

Turpinoties tehnoloģiskajam progresam kļūst iespējama iekārtu minimizēšana un integrēšana. Šobrīd tirgū ir pieejami ne tikai lielas jaudas energoelektronisko pārveidotāju integrētie moduļi, bet arī pilnībā integrētas iekārtas, kas paredz pusvadītāju un pasīvo elementu augstu integrācijas pakāpi vienā mikroshēmā. Šādi augstas integrācijas pakāpes risinājumi ļauj apvienot elektriskās mašīnas, energoelektroniskos pārveidotājus un vadības sistēmas vienā iekārtā, samazinot iekārtas izmērus un izmaksas, un palielinot sistēmas drošumu.

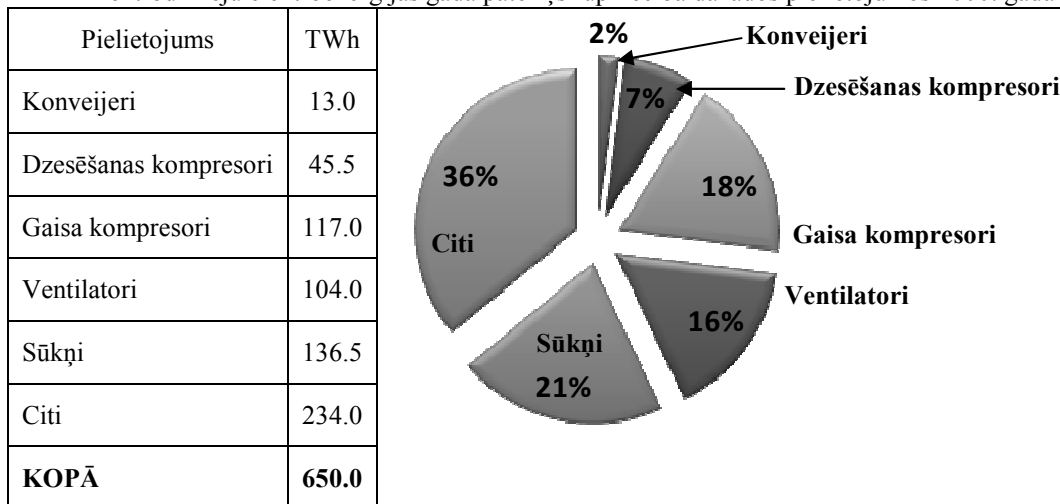
Šis doktora darbs ir veltīts modernas elektriskās piedziņas sistēmas izpētei, kas ietver elektrodzinēju, matricveida frekvences pārveidotāju un vadības iekārtu. Galvenā uzmanība tiek veltīta tādu nevēlamo parādību kā komutācijas pārspriegumi mazināšanai. Darba mērķis ir izveidot bāzi integrētās asinhronās piedziņas ar matricveida frekvences pārveidotāju turpmākai produkta izstrādei.

# 1. ELEKTRISKĀS PIEDZIŅAS ENERGOEFEKTIVITĀTE

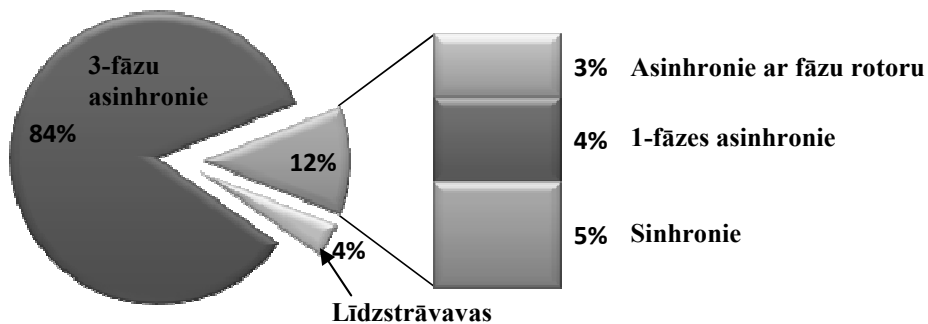
Elektriskie dzinēji ir elektromehāniskas iekārtas, kas pārveido elektrisko enerģiju mehāniskajā. Eiropas Savienībā 69% elektroenerģijas patērē elektrodzinēji rūpniecībā un 38% elektroenerģijas patērē elektrodzinēji privātajā sektorā [1].

1.1. tabula

Elektrodzinēju elektroenerģijas gada patēriņš rūpniecībā dažādos pielietojumos 2000. gadā [2]



2000. gadā Eiropas elektrodzinēju tirgū dominēja maiņstrāvas elektrodzinēji. Pateicoties trīsfāzu asinhronās piedziņas iespējām, zemai cenai un apkalpošanas izmaksām, līdzstrāvas elektrodzinēju tirgus daļa samazinās ar katru gadu.



1.1. att. Elektrodzinēju tipi Eiropā 2006. gadā

Elektrodzinēju elektroenerģijas patēriņš 2015. gadā tiek lēsts 721TWh rūpnieciskajā un 224TWh privātajā sektorā. Elektroenerģijas taupības aplēsēm tiek piedāvāti vairāki attīstības scenāriji. [1] tiek piedāvāti četri elektroenerģijas taupības scenāriji, ieviešot jaunu elektrodzinēju tirgus politiku, kas paredz 2. un 3. klases dzinēju tirgus samazināšanu. [3] ir piedāvāti trīs dažādi attīstības scenāriji izmantojot regulējamas elektropiedziņas: tehniskā ekonomija, finansiālā ekonomija, pieņemot, ka regulējamo piedziņu cena ir nemainīga, un finansiālā ekonomija pieņemot, ka regulējamo piedziņu cena samazinās par 5% gadā. No iegūtajiem statistikas datiem ir redzams, ka vislielākie enerģijas patērētāji ir sūkņi, ventilācijas iekārtas, dzesēšanas iekārtas un kompresoru iekārtas. Vairums gadījumos šīs iekārtas tiek darbinātas ar trīsfāzu asinhronajām mašīnām, kuras var tikt vadītas ar frekvences pārveidotājiem.

Regulējama elektropiedziņa dod iespēju izmantot asinhrono dzinēju frekvences vadības metodes, kas ļauj efektīvi regulēt gaisa plūsmu ventilācijas iekārtās vai spiedienu sūkņu sistēmās. Rezultātā Eiropas Savienībā ir iespējams panākt elektroenerģijas ietaupījumu līdz 100TWh rūpnieciskajā un līdz 40TWh privātajā sektorā gadā.

Šī iemesla pēc šajā darbā integrētās piedziņas izstrādei tika izvēlēts trīsfāzu asinhronais dzinējs ar matricveida frekvences pārveidotāju.

## 2. INTEGRĒTĀS PIEDZIŅAS IZSTĀDES PROBLĒMAS

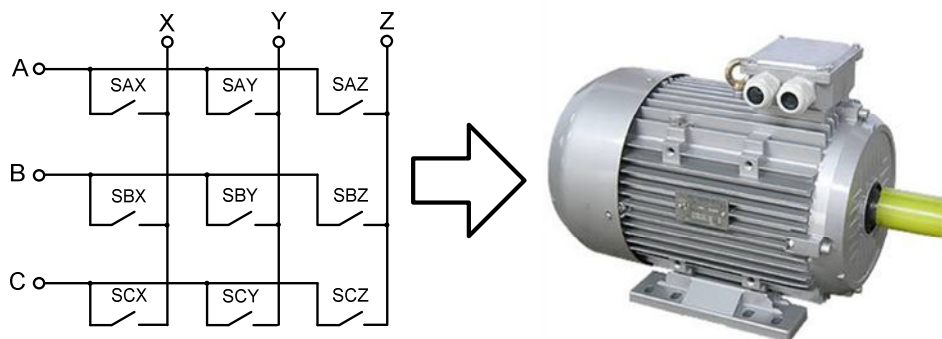
Šī nodaļa ir veltīta integrētās piedziņas izstrādei. Ir noformulētas elektriskās piedziņas integrēšanas nostādnes un iemesli, kā arī tiek analizētas integrēšanas priekšrocības un tūkumi. Ir aprakstītas biežāk sastopamās frekvences pārveidošanas metodes. Tiek pamatota matricveida pārveidotāja izvēle konkrētam pielietojumam. Ir izpētīti matricveida pārveidotāja divvirzienu slēdžu varianti, IGBT tranzistoru komutācija un ar to saistītās problēmas. Ir piedāvāti un izpētīti, kā arī eksperimentāli pārbaudīti, komutācijas pārsprieguma mazināšanas risinājumi. Ir dots sekundāro piedziņas elementu, tādu kā papildus barošanas bloku, mērīšanas ķēžu, filtru un aizsardzības ķēžu, apraksts un aprēķins. Tiek doti asinhronās mašīnas vektoru un skalārās vadības principi, kā arī matricveida pārveidotāja vadības pamatnostādnes. Nodaļas beigās tiek doti asinhronās piedziņas ar matricveida pārveidotāju eksperimentālie rezultāti.

### 2.1. ELEKTROPIEDZIŅAS INTEGRĒŠANA

Energoelektronikas un elektriskās piedziņas attīstība ir sasniegusi savstarpēju savienošānās, jeb integrācijas laiku. Ir gadījumi, kad elektrodzinēja un frekvences pārveidotāja uzstādīšana dažādās vietās nav iespējama vai ir sarežģīta. Šādos gadījumos vēl arvien tiek lietoti dzinēji ar fiksētu ātrumu, piemēram, asinhronais dzinējs tieši pieslēgts pie tīkla. Piedziņas integrēšanas mērķis ir panākt regulējamu elektrisko piedziņu ar tādiem pašiem gabarītiem kā standarta elektrodzinējam. Šo tendenci veicina augstā energoelektronikas integrācijas pakāpe – ne vien spēka slēdži tiek integrēti vienā modulī, bet arī to vadības un barošanas shēmas, kā rezultātā tiek panākta kompakta iekārta ar lielu jaudas blīvumu uz tilpuma vienību.

Taču jebkura energoelektronikas pārveidotāja integrēšana nav vienkāršs uzdevums tādu fizikālo ierobežojumu dēļ, kā jaudas zudumi un siltums, kas ir savstarpēji saistīti lielumi. Ja tiek uzlabota iekārtas elektriskā veiktspēja, novietojot komponentes tuvāk vienu otrai, pasliktinās to dzesēšanas apstākļi. Samazinoties iekārtas tilpumam, palielinās jaudas blīvums, samazinās dzesēšanas laukums, t.i. pasliktinās siltumapmaiņas iespēja, un pieaug iekšējā temperatūra. Strādāt spējīgas un drošas iekārtas izveidei ir jāatrod kompromiss starp šiem lielumiem. Mūsdienās augstfrekvences enerģijas pārveides tehnoloģijas ir sasniegušas fizikālo iespēju robežas, ko nevar pārvarēt, ja vien netiek radikāli mainīts sistēmas dizains un izgatavošanas tehnoloģija.

Ideja par integrētu asinhrono piedziņu tiek minēta 1988. gadā [5]. Mūsdienās ir vairāki integrēto piedziņu risinājumi, vairums no kuriem ir servo vai mazas jaudas lielu ātrumu līdzstrāvas vai augstas precizitātes soļu piedziņas. Firmas Lenze piedāvājumā ir asinhronā mašīna ar tai pievienojamu sprieguma avota invertoru. Lai gan iekārta apvieno dzinēju un frekvences pārveidotāju, šādu risinājumu nevar nosaukt par pilnībā integrētu piedziņu. Pilnīgi integrētas sistēmas iespējas ar matricveida frekvences pārveidotāju tiek novērtētas [6]. Šī darba autori apliecina 30kW asinhronā dzinēja ar integrētu matricveida frekvences pārveidotāju dizaina, konstrukcijas un darbaspējas dzīvotspēju. Darbā tiek uzsvērtas matricveida frekvences pārveidotāja priekšrocības tieši integrētās piedziņas gadījumā, kas ļauj saglabāt standarta dzinēja izmērus. Integrēto sistēmu izstrādes izaicinājumi ir aprakstīti vairākos literatūras avotos, galvenie ir [6] – [9].



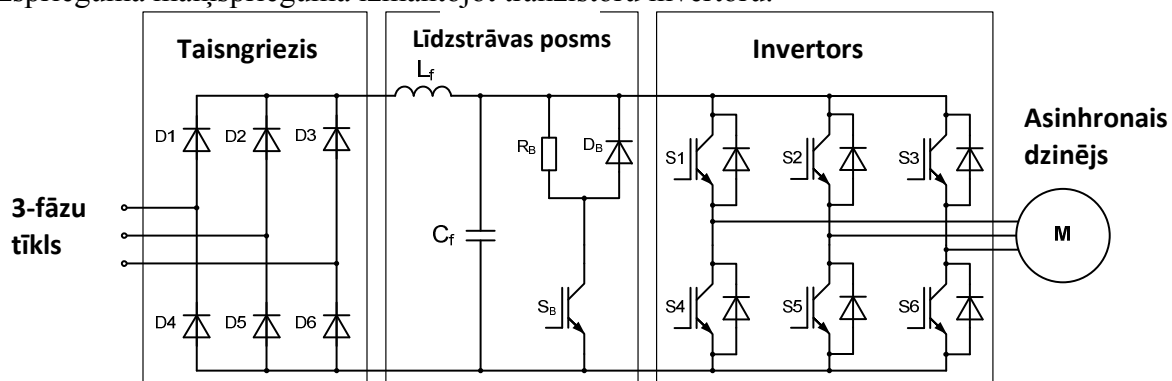
2.1. att. Asinhronā dzinēja un matricveida frekvences pārveidotāja integrēšanas koncepcija

Tehnisko un finansiālo apsvērumu dēļ šajā darbā augsta līmeņa iekārtu integrācija netiek apsvērta, taču tiek pētītas energoelektroniskā pārveidotāja moduļa integrēšanas iespējas asinhronajā dzinējā (Att. 2.1.).

## 2.1. SPRIEGUMA UN FREKVENCES PĀRVEIDOŠANAS METODES IZVĒLE

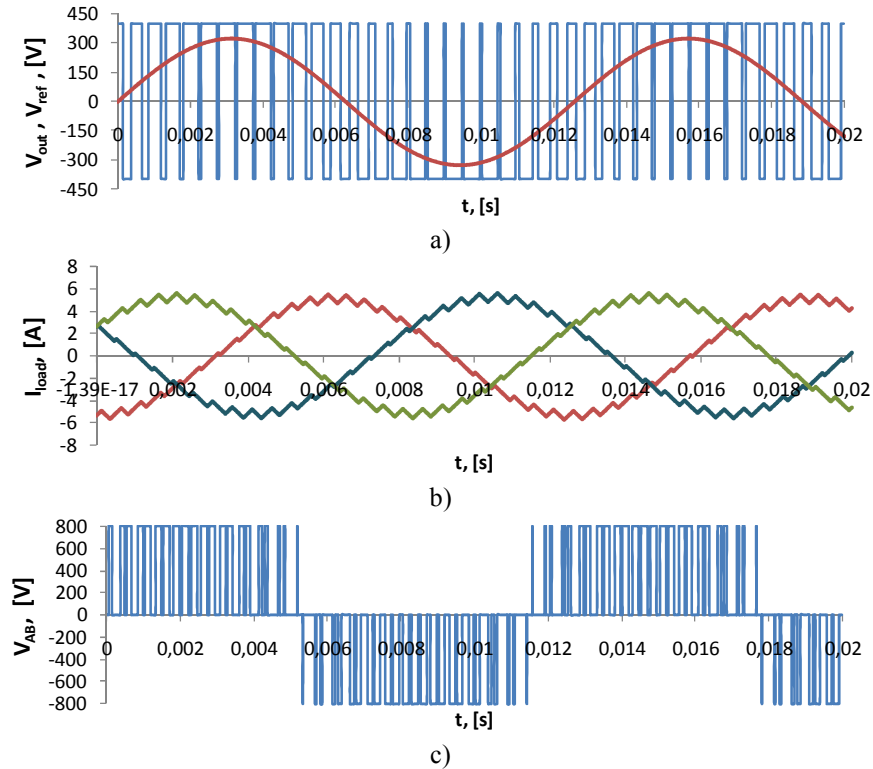
Viens no svarīgākajiem uzdevumiem integrētās piedziņas izstrādē ir frekvences pārveidotāja izvēle. Tā kā darbs ir veltīts integrētai asinhronai piedziņai, no esošiem risinājumiem ir jāizvēlas piemērotākais frekvences pārveidotājs. Šajā nodaļā tiek apskatītas plašāk pielietotās gan tiešās, gan netiešās frekvences un sprieguma pārveides metodes.

Mūsdienās visizplatītākā frekvences pārveidošanas metode ir netiešā, jeb divpakāpju, izmantojot sprieguma avota invertoru (Att. 2.2.). Šīs metode balstās uz divkāršu sprieguma pārveidi: pirmkārt – no maiņsprieguma līdzspriegumā, izmantojot diožu taisngriezi (vienvirziena enerģijas pārvades gadījumā) vai tranzistoru invertoru (divvirzienu enerģijas pārvades gadījumā); un otrkārt – no līdzsprieguma maiņspriegumā izmantojot tranzistoru invertoru.



2.2. att. Sprieguma avota invertora shēma

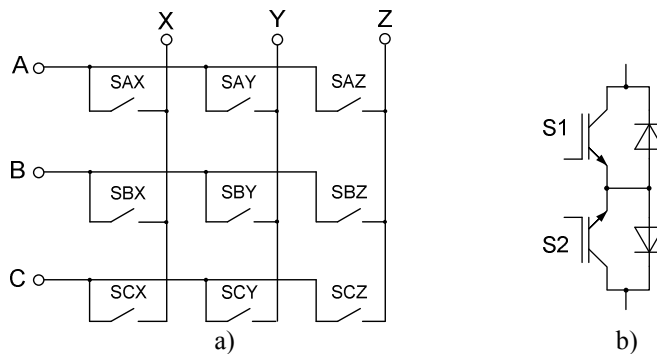
Maiņstrāvas elektropiedziņā līdzstrāvas posma spriegums tiek pārveidots sinusoidālā maiņspriegumā ar impulsu platuma modulāciju (IPM). Parasti tiek izmantota bipolāra IPM, kad izejas spriegums tiek modulēts no diskrētiem pozitīvo un negatīvo līdzstrāvas posma sprieguma impulsiem. Sprieguma avota invertora (SAI) izejas sprieguma un strāvas formas ir parādītas Att. 2.3.



2.3. att. Sprieguma avota invertora a) bipolārais izejas fāzes spriegums (zilā krāsā – IPM, sarkanā – uzdodošais signāls); b) trīsfāzu strāvas; c) izejas līnijas spriegums

Tiešie frekvences pārveidotāji (TFP) sastāv no spēka slēdžiem, kas ļauj tiešā veidā savienot jebkuru ieejas fāzi ar jebkuru pārveidotāja izejas fāzi. TFP darbība balstās uz ieejas sprieguma formas segmentu izmantošanu, lai iegūtu izejas signālu ar nepieciešamo frekvenci. Starp dažādiem TFP visizplatītākā ir ciklokonvertora klasiskā shēma.

Ciklokonvertorus var iedalīt dabīgi komutējamos (DKC) un piespiedu komutējamajos (PKC). DKC tiristoru slēdži tiek izslēgti dabīgā veidā, kad strāva tajos sasniedz 0, šis process ir atkarīgs no ieejas sprieguma un slodzes īpatnībām. Šādā gadījumā izejas frekvence var tikt regulēta no 0 līdz 40% no ieejas frekvences. Lai panāktu 50Hz izejas frekvenci DKC tiek barots no augstfrekvences ģeneratora.

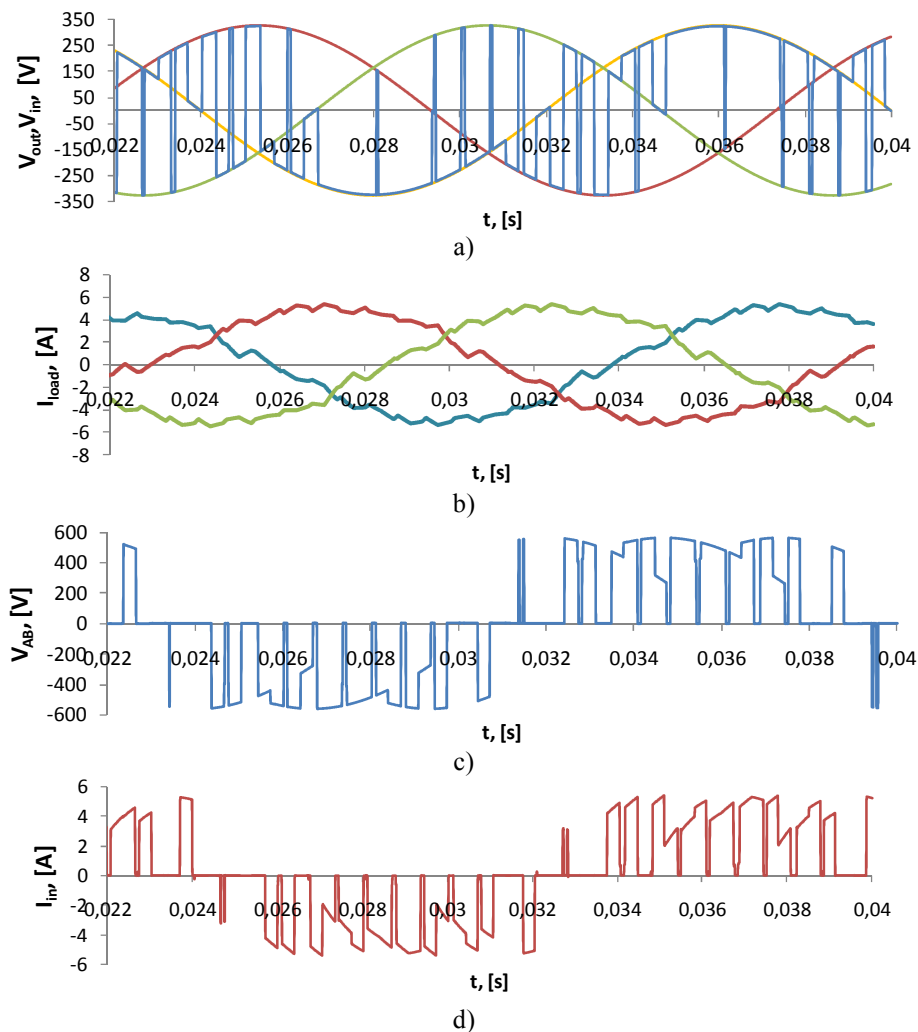


2.4. att. Matricveida Frekvences pārveidotāja a) 3x3 spēka shēma, b) kopemitera divvirzienu slēdžis

Standarta piespiedu komutējamais pārveidotājs ir matricveida frekvences pārveidotājs (MFP). Galvenais MFP elements ir pilnīgi vadāms divvirzienu slēdzis.

Klasiskais MFP sastāv no deviņiem divvirzienu slēdžiem, kas ļauj savienot jebkuru ieejas fāzi ar jebkuru izejas fāzi (Att. 2.4.). Tiek pieņemts, ka MFP darbojas ar sprieguma avotiem ieejā un strāvas avotiem izejā. Tā kā MFP ir reversējams, ir iespējama enerģijas reģenerācijas, tādā gadījumā tiek pieņemts, ka pārveidotājs strādā ar strāvas avotiem ieejā un sprieguma avotiem izejā.

Teorētiski deviņi divvirzienu slēdži dod  $2^9 = 512$  stāvokļu kombinācijas. Taču neraugoties uz vadības metodi MFP ir jāievēro divi komutācijas likumi, kas nosaka atļautos slēdžu stāvokļus. Tā kā pārveidotājs tiek barots no sprieguma avotiem, tā ieejas fāzes nedrīkst saslēgt īsi, t.i. divi slēdži vienā MFP ieejā nedrīkst būt ieslēgti vienlaicīgi. Tā kā MFP baro aktīvi induktīvu slodzi – tā izejas fāzes nedrīkst pārtraukt, lai nodrošinātu strāvas noslēgšanas ceļu, t.i. MFP vienas izejas fāzes vienam slēdzim ir vienmēr jābūt ieslēgtam. Ņemot vērā šos ierobežojumus, atliek tikai 27 iespējamie slēdžu stāvokļi.



2.5. att. Matricveida frekvences pārveidotāja a) izejas fāzes sprieguma IPM; b) trīsfāzu slodzes strāvas; c) izejas līnijas sprieguma IMP; d) ieejas strāvas formas

MFP galvenā priekšrocība salīdzinājumā ar sprieguma avota invertoriem ir to spēja modulēt sinusoidālu ieejas strāvu un izejas spriegumu ar harmoniskiem kropļojumiem, kas atbilst komutācijas frekvencei; nodrošināt reaktīvās jaudas regulēšanu pilnā diapazonā; nodrošināt divvirzienu enerģijas plūsmu; un MFP darbībai nav nepieciešami reaktīvie enerģijas uzkrāšanas elementi, kas padara MFP kompakts un vieglus.

Kā galvenos trūkumus var minēt: nepieciešams vairāk spēka slēdžu nekā SAI, teorētiski sprieguma pārvades koeficients ierobežots līdz 0.866, un MFP enerģijas uzkrājēju trūkuma dēļ ir jutīgi pret ieejas sprieguma izmaiņām.

Tā kā MFP nav enerģijas uzkrājēju, tā izejas spriegums tiek modulēts tieši no ieejas sprieguma (Att. 2.5.). Katras izejas fāzes spriegums tiek veidots no secīgas ieejas sprieguma sintēzes. Tā pat ieejas strāvas tiek tiešā veidā ģenerētas no izejas stāvām.

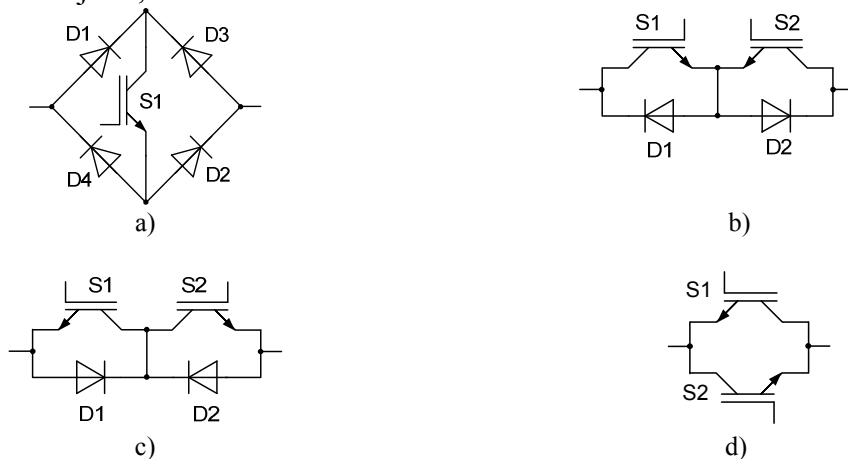
### *Pārveidotāju Salīdzinājums*

Lai izvēlētos piemērotāko frekvences pārveidošanas metodi attiecīgā mērķa sasniegšanai, ir salīdzināti vairāki FP. Šajā darbā ir apskatīti vairāki pētījumi, kas saistīti ar MFP un citu pārveidotāju parametru salīdzināšanu. Salīdzinājuma mērķis ir norādīt uz MFP iespējām un priekšrocībām integrētajā piedziņā.

Ir veikts pētījums par pusvadītāju slēdžu, spēka diožu, līdzstrāvas posma kondensatoru un papildus ķēžu izmantošanu dažādos pārveidotājos. No šī pētījuma var secināt, ka, neraugoties uz lielo pusvadītāju skaitu, matricveida frekvences pārveidotāja drošums un veiktspēja ir salīdzināma ar sprieguma avota invertoru. Salīdzinot ar trīs līmeņu sprieguma avota invertoru, MFP spēj nodrošināt tādas pašas izejas parametrus. Galvenā MFP priekšrocība ir tā kompaktā pusvadītāju struktūra, kas nesatur lielus pasīvos elementus. Vairāki pētījumi [6], [27] – [37] apliecina, ka MFP ir piemērojams integrētai asinhronai piedziņai.

## **2.3. MATRICVEIDA PĀRVEIDOTĀJA DIVVIRZIENU SLĒDŽI**

Viens no svarīgākajiem MFP elementiem ir divvirzienu slēdzis. Tā galvenās īpašības ir strāvas vadīšana un sprieguma bloķēšana abos virzienos. Tā kā tirgū vēl nav pieejami gatavi divvirzienu slēdžu risinājumi, to izveidei tiek izmantotas diskrētas iekārtas.



2.6. att. Divvirzienu slēdžu konfigurācijas a) diožu dilta shēma; b) kopemitera shēma; c) kopkolektora shēma; d) pretēji paralēlā NPT IGBT slēguma shēma

Ir vairāki divvirzienu slēdžu īstenošanas varianti, katram no kuriem ir savi trūkumi un priekšrocības. Visbiežāk sastopamā ir kopemitera slēguma shēma. Kopemitera slēgumā tiek izmantoti divi pretēji virknē slēgti IGBT tranzistori ar pretēji paralēlām diodēm (2.6.b. att.). Diodes nodrošina augstu IGBT tranzistora sprostsprieguma spēju. Šīs shēmas priekšrocība pār diožu tilta shēmu ir spēja neatkarīgi vadīt strāvas virzienu, kas ļauj izmantot drošus slēdža komutācijas algoritmus. Bez tam kopemitera slēgumā ir zemāki vadāmības zudumi salīdzinot ar diožu tilta shēmu. Šīs shēmas trūkums ir lielāks aizvara ķēžu vadības shēmu skaits salīdzinot ar kopkolektora shēmu un lielāki vadāmības zudumi salīdzinot ar pretēji paralēlo NPT tranzistoru slēgumu. Taču neraugoties uz šiem trūkumiem, šajā darbā tiek izmantots divvirzienu slēdzis kopemitera slēgumā.

### *Divvirzienu slēdžu komutācijas īpatnības un paņēmieni*

Slēdžu pārslēgšana MFP ir sarežģītāka nekā SAI, jo MFP nav dabīga strāvas brīvgaitas ceļa. Tā kā rūpnieciskās slodzes galvenokārt ir aktīvi-induktīvas, pārslēgšanās procesā starp slēdžiem ir jāievēro divi augstāk minētie komutācijas noteikumi.

Ir divas vienkāršas komutācijas metodes: komutācija ar aizturi un ar pārklāšanos. Abas šīs metodes pārkāpj augstāk minētos komutācijas noteikumus, un, lai veiktu drošu pārslēgšanos, ir nepieciešamas papildus iekārtas (droseles vai slāpēšanas ķēdes – atkarībā no metodes). Sarežģītāki komutācijas paņēmieni ievēro komutācijas likumus, un to izpildei tiek ņemtas vērā vai nu ieejas sprieguma vērtības, vai izejas strāvas virzieni.

Pastāv komutācijas paņēmiens, kas ņem vērā gan ieejas sprieguma vērtības, gan izejas stāvas virzienus. Šis komutācijas paņēmiens paredz visu to slēdžu ieslēgšanu, kuru strāvas vadāmības virziens sakrīt ar slodzes strāvu. Komutācija starp fāzēm tiek panākta vienā solī, izslēdzot vienu vai divus slēdžus vienlaicīgi, atkarībā no nepieciešamā slēdžu stāvokļa funkcijas un ieejas sprieguma relatīvās vērtības.

Šis komutācijas paņēmiens apvieno gan priekšrocības, gan trūkumi no strāvas virziena un sprieguma vērtības komutācijas paņēmieniem. Piemēram, šim komutācijas paņēmienam ir raksturīgi ieejas strāvas kropļojumi, ko rada ieejas spriegumu mērījumu neprecizitāte un pārslēgšana uz nepareizo ieejas fāzi pie 0 strāvas vērtībām. Kā arī izejas lielumu kropļojumi pie slodzes strāvas vērtībām tuvām 0, jo ir ieslēgti tikai tie slēdži, kas vada strāvu vienā virzienā, un slodzes strāvai nav iespējas mainīt virzienu [46].

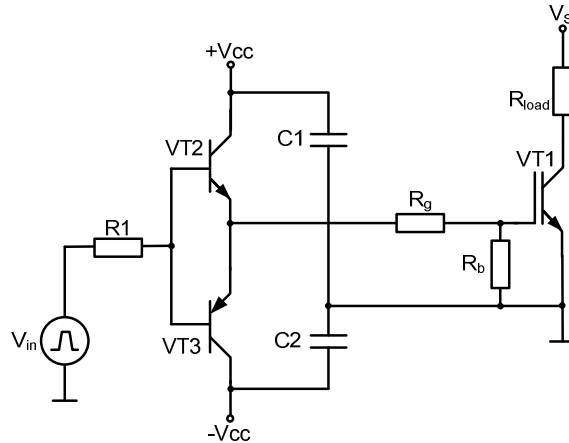
Tā sauktās „mīkstās” komutācijas metodes, balstās uz nulles sprieguma vai nulles strāvas rezonanses komutāciju. Šādi paņēmieni ļauj samazināt komutācijas zudumus un palielināt darbības frekvenci. Taču šādiem komutācijas paņēmieniem ir arī savi trūkumi, kas aprakstīti [16] un [47] – [50].

### *Spēka IGBT aizvara vadības ķēdes*

Spēka IGBT tranzistoru komutācijas efektivitāti nosaka aizvara-emitera sprieguma izmaiņas ātrums. Tāpēc aizvara kapacitāšu uzlādei un izlādei ir liela nozīme komutācijas procesā. Lai komutācija būtu efektīva ar maziem komutācijas zudumiem, ir jānodrošina maksimāli pieļaujamā aizvara strāva. Vadības iekārtu signālu pastiprināšanai tiek izmantotas aizvara vadības ķēdes (AVK) jeb „draiveri”.

AVK tiek apskatītas integrētās piedziņas kontekstā t.i. iekārtām ir jābūt kompaktām, jānodrošina maksimālā veiktspēja un drošums. [51], [55] – [58] ir piedāvāti vairāki AVK risinājumi. Šajā darbā tiek pētīti risinājumi, kas spēj nodrošināt lielāko aizvara strāvas vērtību. Potenciālās shēmas ir nomodelētas PSpice vidē, un ir eksperimentāli pārbaudītas.

Konkrētām gadījumiem ir izvēlēta pustilta shēma ar divpolāru barošanu (2.7. att.). Papildus tranzistoru vadībai tiek izmantots optopāris, kas nodrošina vadības ķēdes galvanisko izolāciju un vajadzīgos sprieguma līmeņus tranzistoru VT2 un VT3 vadībai.



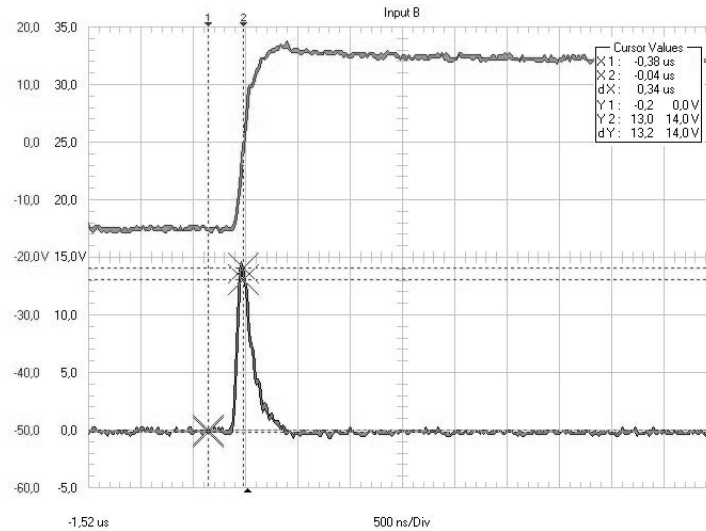
2.7. att. Pustilta shēma ar divpolāru barošanu

Šīs shēmas darbība balstās uz VT2 un VT3 pretējo pārslēgšanos, kas pieslēdz spēka tranzistora aizvaru pie pozitīva vai negatīva sprieguma līmeņa, tādā veidā ieslēdzot vai izslēdzot spēka tranzistoru. Shēmas darbībai nepieciešams minimāls papildus komponentu skaits: divi sprieguma dalītāja kondensatori (C1 un C2) un to balansēšanas rezistors Rb (kura vērtība parasti ir 10kΩ apmērā). Balansēšanas rezistors nodrošina simetrisku C1 un C2 spriegumu katrā komutācijas periodā.

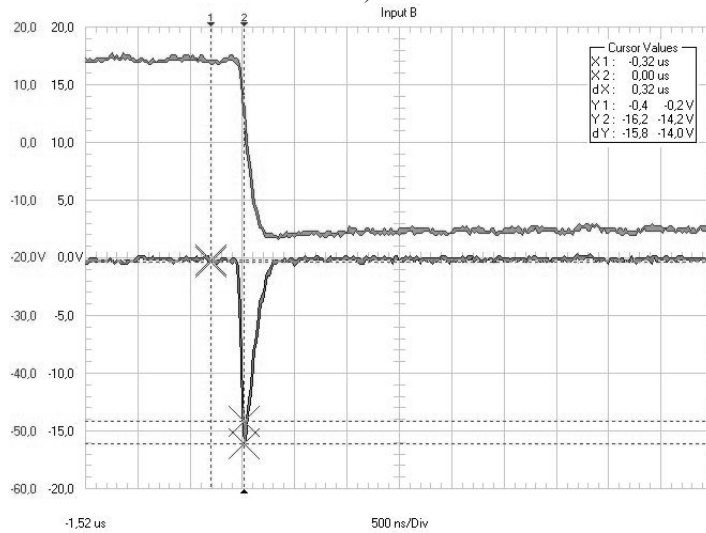
Kā galveno shēmas trūkumu var minēt vajadzību pēc divpolāras barošanas, kas ne vienmēr ir pieejama. Taču šī shēma ir efektīvākā spēka tranzistoru aizvaru vadībai zemo komponentu skaita un lielās aizvara strāvas spējas dēļ.

Ekspertu rezultāti (2.8. att.) parāda, ka šī shēma spēj nodrošināt 1.4A lielu strāvu uz 600ns pie ieslēgšanas un -1.6A uz 400ns pie izslēgšanas.

Dažādu shēmu modelēšanas un eksperimentālie rezultāti, kā arī shēmu sarežģītība, ir salīdzināti 2.1. tabulā. Salīdzinot pustilta shēmu ar divpolāru barošanu un pustilta shēmu ar vienpolāru barošanu, ir redzams ka starp to sarežģītību nav lielas atšķirības, taču divpolārās barošanas gadījumā ir iespējams iegūt tik pat lielu strāvas vērtību kā pilna tilta shēmā. Šī iemesla dēļ turpmākiem pētījumiem ir izvēlēta pustilta shēma ar divpolāru barošanu.



a)



b)

2.8. att. Pustilta shēmas ar divpolāru barošanu eksperimentu rezultāti a) pie ieslēgšanas, b) pie izslēgšanas; sarkans – aizvara-emitera spriegums; zils – aizvara strāva

2.1. tabula

Aizvara vadības ķēžu salīdzinājums

Shēma	Barošanas spriegums VCC [V]; $\Delta VG$ [V]	Sarežģītība % no maksimālās	Modelēšanas rezultāti		Eksperimentālie rezultāti			
			Ieslēgšanas as $I_G$ [A]	Izslēgšanas $I_G$ [A]	Ieslēgšanas		Izslēgšanas	
					$I_G$ [A]	t [ns]	$I_G$ [A]	t [ns]
Pustilata ar vienpolāru barošanu	+15; 15	53 (8)	0.9	-1.0	0.5	~300	-0.7	~300
Pilna tilta ar vienpolāru barošanu	+15; 30	100 (15)	1.70	-1.90	1.3	~500	-0.8	~750
Pustilta ar divpolāru barošanu	+/-15; 30	73 (11)	1.80	-2.20	1.4	~600	-1.6	~400

### *Aktīvā Aizvara Vadība*

Komutācijas cilpas parazitisko induktivitāšu dēļ, ātra IGBT komutācija (liels komutējamās strāvas izmaiņas ātrums) var radīt bīstamus pārsprieguma pīķus uz spēka slēdzi, kas, savukārt, var neatgriezeniski sabojāt pusvadītāju pāreju. Šīs problēmas risināšanai bieži tiek izmantotas pārsprieguma slāpēšanas ķēdes, kas izkliedē parazitiskajās induktivitātēs uzkrāto enerģiju jaudīgos rezistoros. No integrēšanas viedokļa šāds risinājums ir neefektīvs, jo slāpēšanas ķēdes aizņem papildus vietu, un tām ir jāparedz atbilstoši dzesēšanas apstākļi.

Šajā nodaļā tiek apskatīts alternatīvs pārsprieguma risināšanas variants, kas balstās uz paša spēka IGBT komutāciju. No vienas puses šis risinājums palielina tranzistora komutācijas laiku, bet no otras puses tiek uzlabots komutācijas process un samazināts pārspriegums. Šāds risinājums neapšaubāmi palielina jaudas zudumus pašā tranzistorā. Šajā gadījumā jaudas zudumi no ārējām slāpēšanas ķēdēm tiek pārnesti uz tranzistoru, kas ļauj ievērojami samazināt iekārtas izmērus un izmaksas.

Ir publicēti vairāki zinātniskie raksti par aktīvo aizvara vadības shēmu izmantošanu [60] – [62].

Dažādu aizvara ķēžu darbības efektivitātes salīdzināšanai ir sastādīts PSpice modelis: slodze – aktīvi-induktīva, ieejas spriegums – 300V, slodzes strāva – 10A, komutācijas frekvence – 20kHz.

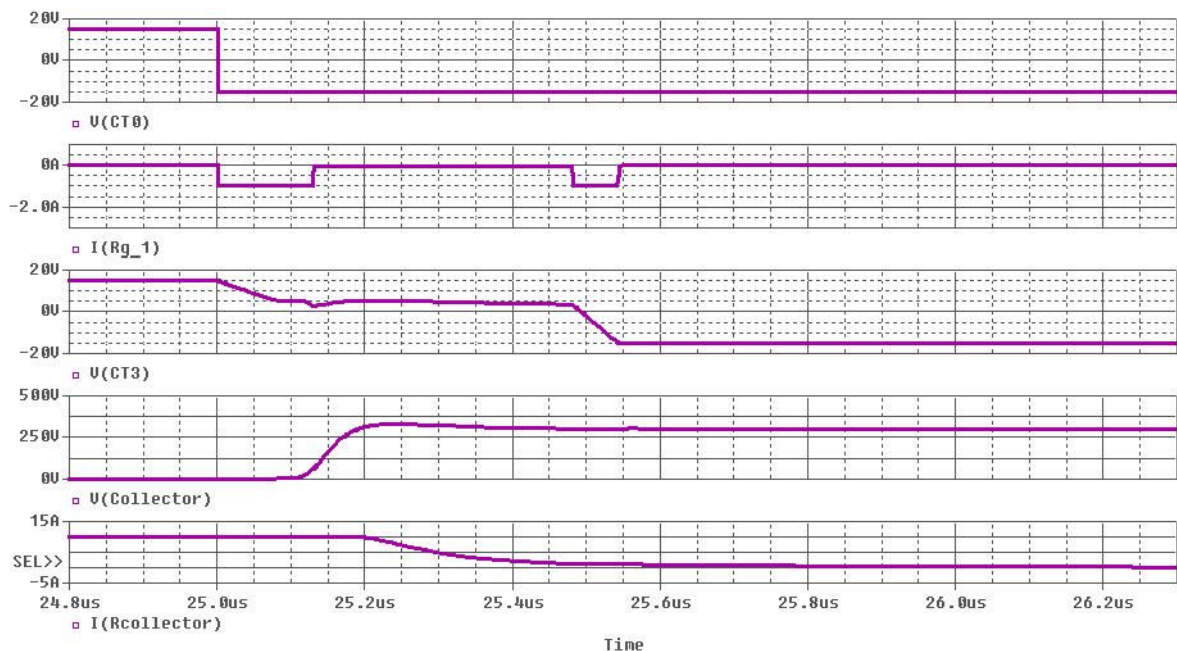
Pasīvās aizvara vadības gadījumā aizvara strāva tiek samazināta palielinot aizvara pretestības vērtību. Pie aizvara ķēdes pretestības 10Ω, pārsprieguma vērtība sasniedz 155V. Ja tiek samazināta aizvara strāvas vērtība, palielinot aizvara pretestību piecas reizes, kolektora-emitera pārspriegums samazinās līdz 145V, taču ievērojami palielinās pārejas procesa laiks un jaudas zudumi. Tātad pasīvā aizvara vadība nedod nepieciešamo pārsprieguma samazinājumu, tāpēc tiek piedāvātas aktīvās aizvara vadības metodes. Aktīvā divu līmeņu aizvara sprieguma metode un aktīvā aizvara sprieguma IPM metodes ļauj ievērojami samazināt pārspriegumu, taču šīs metodes ir salīdzinoši grūti realizēt aparatūras veidā.

Aktīvā aizvara strāvas vadība balstās uz aizvara strāvas manipulācijām IGBT tranzistora p-n pārejas lādiņu rekombinācijas aktīvajā periodā. Atšķirībā no sprieguma metodes, aizvara strāvai ir noteicošā loma, jo tieši strāva uzlādē un izlādē aizvara kapacitātes un nosaka lādiņu rekombinācijas ātrumu (2.9.att.).

Izslēgšanas pirmajā stadijā tiek padots negatīvs strāvas impulss, kas uzsāk spēka tranzistora izslēgšanos. Impulsa garumu nosaka tranzistora izslēgšanās sākums; kad kolektora-emitera spriegums sāk pieaugt, aizvara strāva tiek samazināta līdz nullei. Otrais – „nulles strāvas” posms norisinās, kad lādiņu rekombinācija un dabīga tranzistora aizvēršanās. Trešajā posmā, kad tranzistors ir pilnībā aizvēries, tiek padots vēl viens negatīvas strāvas impulss, lai nodrošinātu stabilu tranzistora aizvēršanu.

Šādā veidā manipulējot ar aizvara strāvu, iespējams panākt pārsprieguma samazinājumu par 81%, salīdzinot ar pasīvo aizvara vadību pie 10Ω.

Salīdzinot ar divu līmeņu sprieguma vadību, strāvas vadības metodi ir vienkāršāk izveidot izmantojot diskrētos elementus gan ar analogo, gan digitālo vadību.



2.9. att. IGBT izslēgšanās modelēšanas rezultāti ar aktīvo aizvara strāvas vadību; no augšas: vadības komanda, aizvara strāva, aizvara-emitera spriegums, kolektora-emitera spriegums, kolektora strāva

2.2. tabulā ir dots dažādu aizvara strāvas vadības metožu salīdzinājums. Rezultāti parāda, ka pārspriegums visefektīvāk tiek slāpēts izmantojot aktīvo aizvara strāvas vadības metodi. Taču palielinās arī komutācijas zudumi. Salīdzinot ar slāpēšanas ķēdēm, šāds risinājums ir vairāk piemērots integrētās piedziņas izstrādei, jo netiek izmantota papildus vieta spēka daļā.

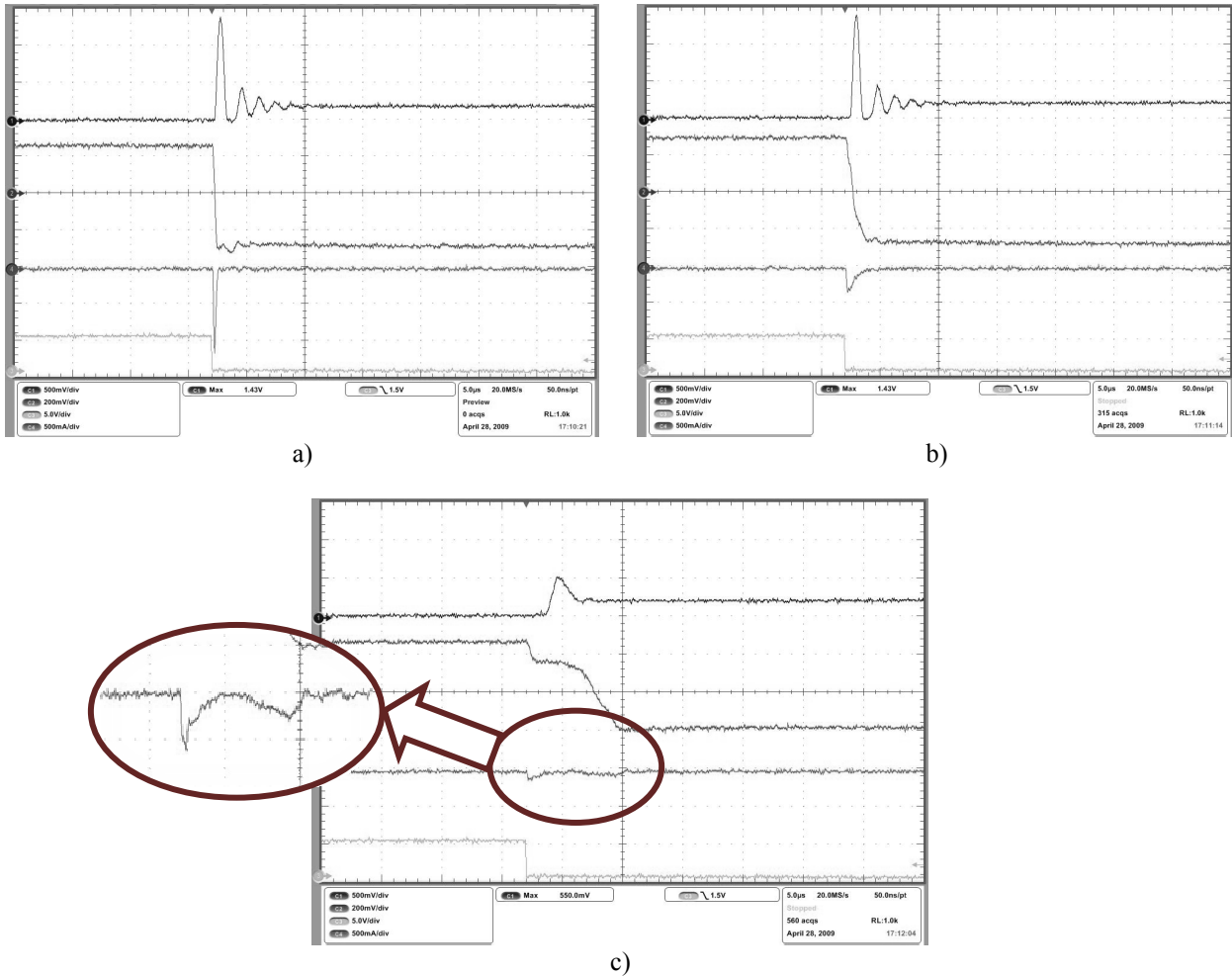
2.2. tabula

IGBT tranzistoru izslēgšanās komutācijas parametru salīdzinājums

Metode	$\Delta V$ [V]	$\Delta T$ [ns]	$\Delta P$ [W]
Sprieguma pasīvā komutācija pie $R_G=10\Omega$	155	800	18
Sprieguma pasīvā komutācija pie $R_G=50\Omega$	145	1200	20
Divu līmeņu sprieguma komutācija	55	700	26
Aizvara sprieguma IPM pie 100MHz	50	1000	27
Aizvara sprieguma IPM 40MHz	60	1300	27
Divu līmeņu aizvara strāvas komutācija	30	800	25

Divu līmeņu aizvara strāvas komutācijas metodes pārbaudei ir veikti eksperimenti ar sekojošiem parametriem: slodzes pretestība – 100 $\Omega$ , slodzes induktivitāte – 56mH, ieejas spriegums – 100V, komutācijas frekvence – 5kHz.

Divi kontroleksperimenti ar aizvara rezistoru  $R_G = 10\Omega$  un  $R_G = 50\Omega$ . Eksperimenti ir veikti bez slodzi šuntējošās diodes.



2.10. att. Eksperimentu rezultāti a) sprieguma pasīvā komutācija pie  $R_G = 10\Omega$ ; b) pasīvā sprieguma komutācija pie  $R_G = 50\Omega$ ; c) aktīvā divu līmeņu strāvas komutācija; zils – kolektora-emitera spriegums, oranžs – aizvar-emitera spriegums, lillā – aizvara strāva, zaļš – vadības komanda

Eksperimentu rezultātā tika pierādīts, ka pasīvā sprieguma komutācija pat pie samazinātas aizvara strāvas praktiski neietekmē pārsprieguma vērtību uz slēdzi (2.10.a. un b. att.). Abos gadījumos pārsprieguma vērtība sasniedz 650V. Aktīvās strāvas komutācijas metodes gadījumā pārspriegums samazinās līdz 100V, tas ir par 85% salīdzinot ar iepriekšējo metodi (2.10. att. c). Taču, kā jau iepriekš minēts, šādi rezultāti ir panākti uz daudz lēnākas komutācijas rēķina.

Sistēmas pielietošanai pārveidotajos ar komutācijas frekvenci virs 5kHz, ir nepieciešams palielināt komutācijas shēmas ātrdarbību. Tā kā šī metode neizmanto nekādus papildus elementus spēka daļā, tā ir kompakta, un tās vadību var realizēt izmantojot ciparu tehniku. Tāpat šī metode ļauj izveidot īsslēguma aizsardzības un tranzistoru avārijas atslēgšanas funkcijas.

## 2.4. MATRICVEIDA PĀRVEIDOTĀJA VADĪTĀJU SISTĒMA

Labākais problēmas risinājums ir cīņa ar problēmas cēloņiem, nevis tās sekām. Arī spēka pārveidotajos komutācijas pārspriegumu izraisa enerģija, kas uzkrāta komutācijas cilpas parazitiskajās induktivitātēs. Tātad pareizi izprojektēta spēka daļa ļauj samazināt komutācijas pārspriegumus bez papildus iekārtu izmantošanas. Šajā nodaļā ir doti vadītāju aprēķini un to

salīdzinājums atkarībā no vadītāju formas un novietojuma. Tāpat šajā nodaļā tiek analizēti kopņu konstrukcijas risinājumi integrētās piedziņas matricveida frekvences pārveidotājam.

### *Vadītāju Konfigurācijas*

Pēc definīcijas „kopnes” ir biezas vara vai alumīnija strēmeles, kas paredzētas strāvas pārvadei vadības pultī, sadalē, apakšstacijā vai citā elektriskā iekārtā [64], vai kā [65] „kopnes” ir elektriski vadītāji, kas savieno vairākas elektriskās shēmas daļas.

Šajā darbā termins „kopņu konstrukcija” vai „kopnes” tiek attiecināts uz zemas induktivitātes daudzslāņu vadītāju konstrukciju, kurus atdala plāns izolācijas materiāls. Izolācijas materiālam ir jāiztur maksimālais spriegums starp vadītājiem. Šādas kopnes var tikt izmantotas SAI līdzstrāvas posmā [66], lai samazinātu komutācijas ķēdes parazitisko induktivitāti.

Strāvai mainoties, vadītājā tiek radīts pret EDS, kas vērsti pretēji strāvas izmaiņas virzienam. Neraugoties uz nelielajām vērtībām, taisna vadītāja induktivitāti ne vienmēr var neievērot. Piemēram komutējamās pārveidotājos lielas slodzes strāvas tiek komutētas ar augstām frekvencēm, t.i. liela slodzes strāva tiek samazināta līdz nullei īsā laika posmā. Tā kā parazitiskajā induktivitātē uzkrātā enerģija ir jāizkliedē, uz tranzistoru parādās bīstams pārspriegums. Pašindukcijas spriegums ir proporcionāls induktivitātei un strāvas izmaiņas ātrumam [70] – [73]:

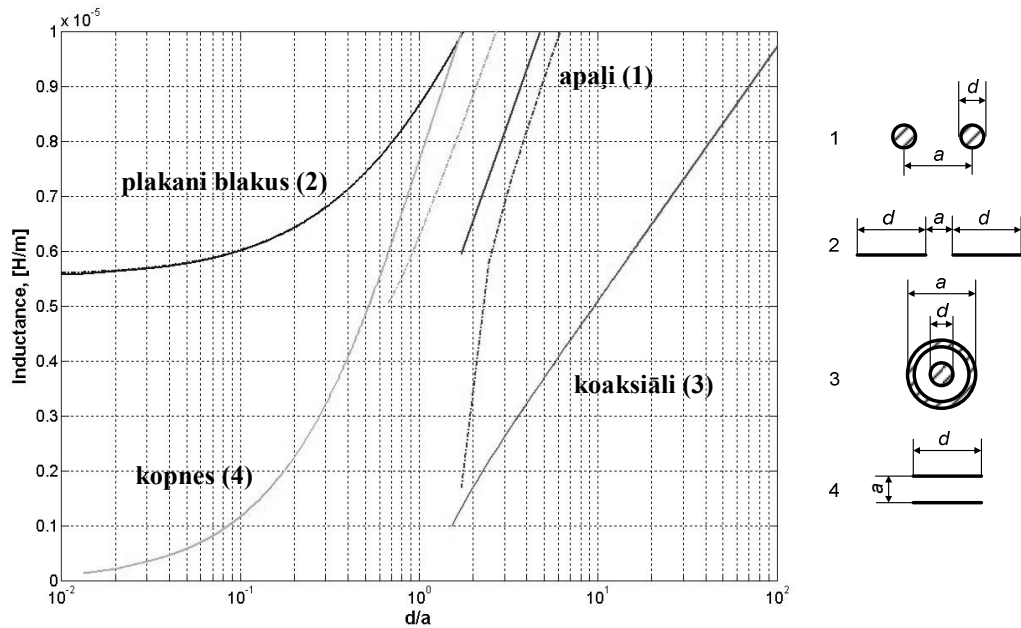
(2.1)

Lai novērstu bīstamu pārspriegumu rašanās iespēju, ir jāsamazina ķēdes parazitiskā induktivitāte. Vadītāja induktivitāti var ietekmēt mainot tā garumu vai formu un novietojumu attiecībā vienam pret otru.

Vadītāju novietojuma un formas ietekme uz to induktivitāti ir skaitliski novērtēta izmantojot MatLab programmatūru. Dažādu vadītāju induktivitātes atkarība no to formas un attāluma starp tiem ir attēlota 2.11. attēlā. Ar raustītām līnijām ir atzīmētas induktivitātes vērtības, ja attālums starp vadītājiem ir daudz lielāks par vadītāju izmēriem. Visos gadījumos zemākā vadītāju induktivitāte ir sasniedzama pie minimālā attāluma starp vadītājiem.

Minimālā induktivitātes vērtība diviem paralēliem apaļiem vadītājiem (2.11. att. sarkanā līnija) ir  $5.96 \mu\text{H/m}$  pie  $d/a = 1.72$ . Divu plakānu blakus novietotu vadītāju induktivitāte (2.11. att. zilā līnija) ir  $5.56 \mu\text{H/m}$  pie  $d/a = 0.067$ . Koaksiālu vadītāju gadījumā (2.11. att. violeto līnija) minimālā induktivitāte ir  $0.99 \mu\text{H/m}$  pie  $d/a = 1/52$ . Divu plakānu vienu virs otra novietotu vadītāju induktivitāte (2.11. att. zaļā līnija) ir  $0.14 \mu\text{H/m}$  pie  $d/a = 0.013$ .

Šīs skaitliskās analīzes rezultāti parāda, ka zemākā vadītāju induktivitāte ir sasniedzama, ja divi plakāni vadītāji ir novietoti viens virs otra pēc iespējas tuvāk, kā tas ir kopņu konstrukcijas gadījumā. Tātad izmantojot kopņu konstrukciju komutējamās pārveidotājos, komutācijas cilpas induktivitāte tiek samazināta dabīgā veidā.



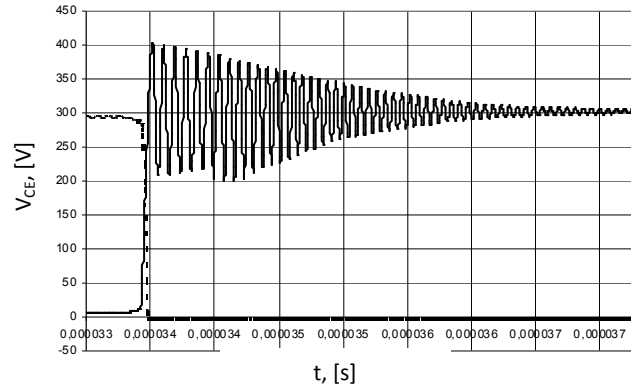
2.11. att. Dažādu vadītāju konstrukciju induktivitātes raksturs

Lai novērtētu parazitiskās induktivitātes ietekmi uz komutācijas procesu matricveida frekvences pārveidotājos, ir sastādīts vienkāršots MFP viena komutācijas cikla PSpice modelis. Parazitiskās induktivitātes vērtības ir brīvi izvēlētas no 50nH līdz 500nH, kas ir iespējamās dažādu vadītāju konfigurācijas gadījumā. Modelēšana paredz pārslēgšanos no viena slēdža uz citu, kuras laikā trešais slēdzis paliek pilnībā atvērts. Četrus soļu komutācijas laikā strāva tiek pārslēgta no A fāzes uz C fāzi, saglabājot strāvas virzienu B fāzē un slodzē.

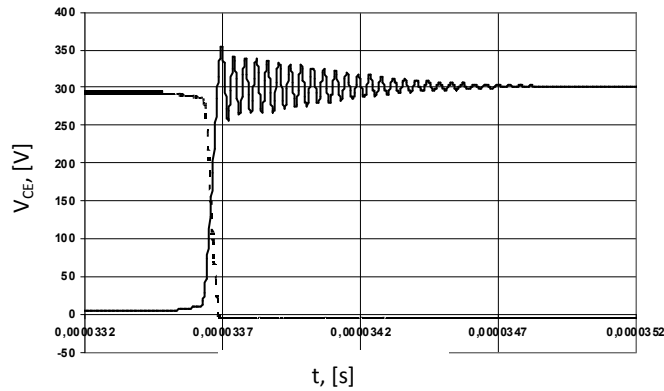
Modelēšanas rezultāti pie ķēdes 500nH parazitiskās induktivitātes ir attēloti 2.12.a. att. Šajā gadījumā pārsprieguma vērtība sasniedz 100V, bet pārejas procesa laiks ir apmēram 2μs. Pie šādiem komutācijas apstākļiem spēka slēdži tiek pakļauti ievērojamam pārspriegumam un var tikt neatgriezeniski bojāti, ja to nominālais spriegums ir izvēlēts zemāks par sprieguma pīķa vērtību.

Samazinot parazitisko induktivitāti 5 reizes, līdz 100nH, pārsprieguma vērtība un pārejas procesa laiks samazinās divas reizes, līdz 50V un 1μs (2.12.b.att.).

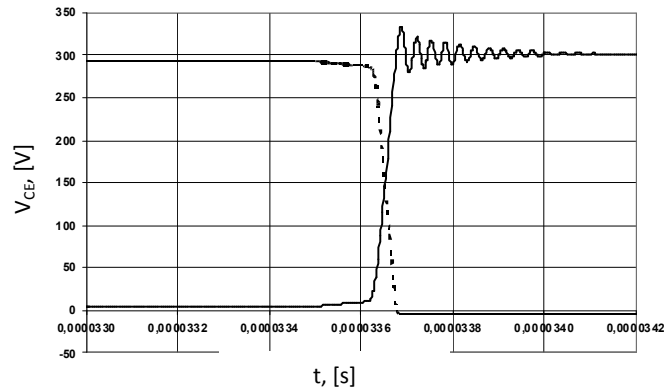
Visbeidzot tika modelēta divvirzienu slēdžu komutācija pie 50nH. Šajā gadījumā pārsprieguma vērtība uz slēdži ir 25V, bet pārejas procesa laiks samazinās līdz apmēram 0.2μs (2.12.c. att.).



a)



b)



b)

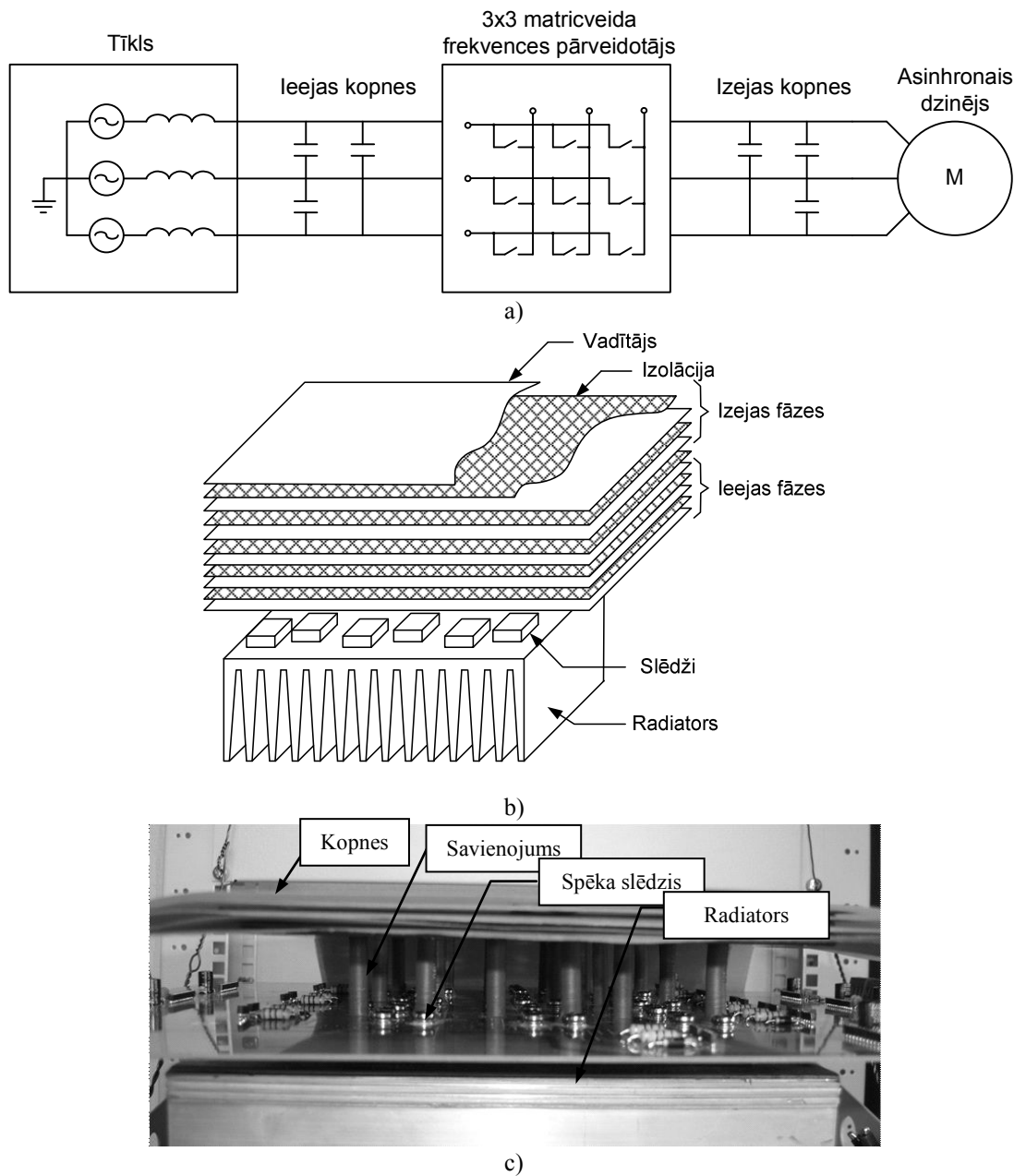
2.12. att. Matricveida frekvences pārveidotāja komutācijas pārsprieguma modelēšanas rezultāti pie a) 500nH; b) 100nH; c) 50nH. Nepārtrauktā līnija – slēdža VT\_AX kolektora-emitera spriegums; raustītā līnija – slēdža VT\_CX kolektora-emitera spriegums

No modelēšanas rezultātiem var secināt, ka šķietami niecīga induktivitāte MFP komutācijas cilpā atstāj negatīvu iespaidu uz komutācijas procesu, radot bīstamus pārsprieguma pīķus uz pusvadītāju slēdžiem. Kā iepriekš minēts, parazitiskās induktivitātes vērtības ir iespējams samazināt, projektējot pārveidotāja spēka daļu tā, lai vadītāju kopējā induktivitāte būtu pēc iespējas zemāka.

### 3x3 Matricveida pārveidotāja kopņu īpatnības

MFP nav izteikta līdzstrāvas posma, taču tajā ir trīs iespējamie komutācijas kontūri, kas piesaistīti kopējai izejai. Tādēļ kopņu konstrukcijai ir jāstāvēj no trim vadītājiem, kas savstarpēji veido trīs komutācijas cilpas un trīs ekvivalentos kondensatorus. Spēka slēžiem ir jābūt novietotiem pēc iespējas tuvāk vadītājiem, lai izvairītos no jebkādas parazitiskās induktivitātes savienojumu posmos.

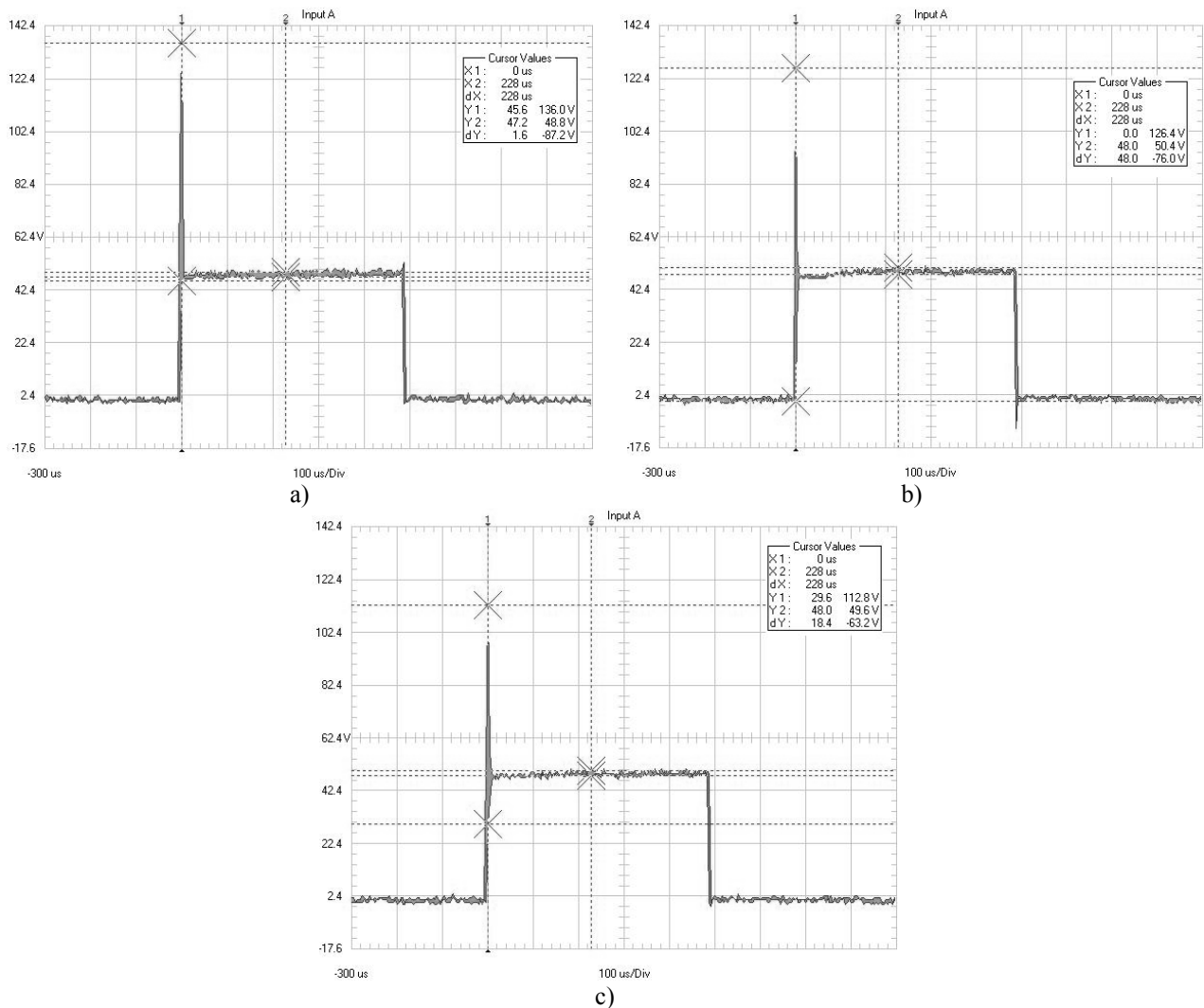
Iepriekšējos pētījumos [74] tika piedāvāta plakana kopņu konstrukcija MFP ieejā un izejā (2.13. att.), jo MFP ir reversējams.



2.13. att. Plakana kopņu konstrukcija 3x3 MFP a) principiālā shēma, b) skice, c)laboratorijas prototips

Praksē šādai konstrukcijai ir vairāki trūkumi: gari savienojumi starp vadītājiem un spēka tranzistoriem, kas palielina ķēdes induktivitāti, un gari vadītāji no vadības moduļa līdz spēka

slēdžiem. Taču galvenais trūkums ir nesimetrisks vadītāju izvietojums starp attiecīgām fāzēm, kā rezultātā ekvivalentās kopņu kapacitātes sadalās nesimetriski.



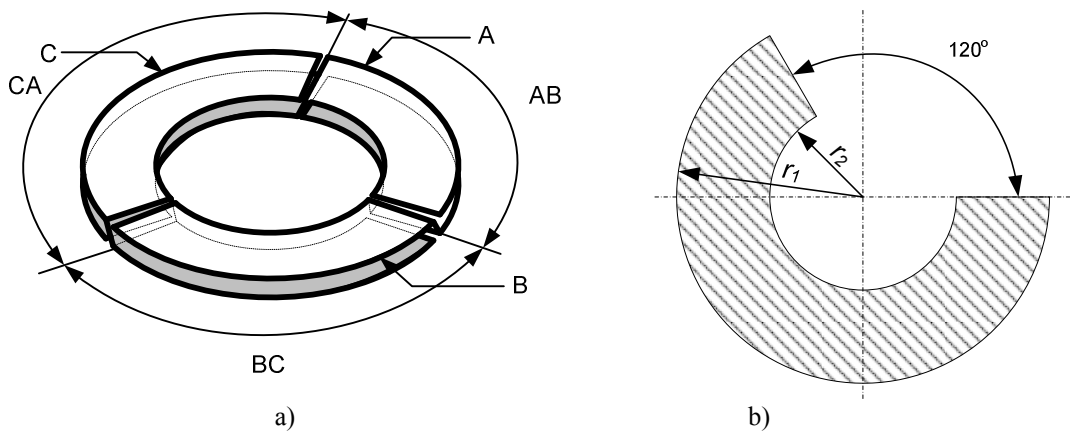
2.14. att. Eksperimentu rezultāti slēdžu komutācijai a) bez kopņu konstrukcijas, b) ar kopnēm, kas atrodas tālāk viena no otras, c) ar tuvāk novietotām kopnēm

Lai novērtētu kopņu konstrukcijas ietekmi uz komutācijas procesu MFP, tika veikti eksperimenti (2.14. att.). Pārsprieguma vērtība eksperimentā bez kopnēm ir 87V. Ja starp vadošajām kopnēm ir vēl viens vadītājs – kopnes atrodas tālāk viena no otras, pārspriegums ir 67V. Ja kopnes ir novietotas cieši viena pie otras pārspriegums ir 63V. Tātad izmantojot kopņu konstrukciju pārsprieguma pīķa vērtība tika samazināta par 28%, bez citu papildus iekārtu izmantošanas.

Lai sasniegtu labākus rezultātus, nepieciešams samazināt attālumu starp kopnēm un slēdžiem, vai novietot slēdžus uz kopņu konstrukcijas, lai pilnībā izvairītos no apaļiem vadītājiem komutācijas cilpā. Plakana kopņu konstrukcija nedod simetrisku pārsprieguma samazinājumu visās fāzēs.

Simetrisku ekvivalento kapacitāšu sadalījumu var panākt, ja visu kopņu pārklāšanās laukums ir vienāds un attālums starp visām trim kopnēm ir vienāds. Ir piedāvātas vairākas simetriskas kopņu konstrukcijas, tādas kā zvaigznes, trijstūra vai sešstūra, kuras ir aprakstītas [76] – [80]. Taču no

integrētas piedziņas viedokļa, vispiemērotākā ir diskveida konstrukcija. Kopnes var tikt izgatavotas no diskveida vadītājiem vai spiestajām platēm mazas jaudas gadījumā (2.15. att.).



2.15. att. Diskveida kopņu konstrukcija a) telpisks skats, b) viena vadītāja virsskats

Šajā gadījumā katrs vadītājs tiek izgatavots 240° segmenta formā. Katras fāzes vadītāji pārklājas par 120°, tādā veidā veidojot vienu kopni. Šāda konstrukcija ļauj sadalīt MFP divvirzienu slēdžus trijās grupās un novietot uz atbilstošiem ieejas fāzu segmentiem.

Tā kā šī konstrukcija ir plakana, to ir vienkārši izvietot zem asinhronās mašīnas priekšējā vai aizmugurējā vāka. Šī iemesla pēc plakanā diskveida kopņu konstrukcija tika izvēlēta integrētās piedziņas izstrādei.

Salīdzinot kopņu konstrukciju izmērus, par bāzi tiek ņemta diskveida kopņu konstrukcija. Vadītāju izmēru noteikšanai, kas atbilst tādām pašām vadītāju laukumam, tiek aprēķināta diskveida kopņu induktivitāte. Konkrētajā gadījumā kopņu konstrukcija tiek izgatavota no daudzslāņu spiestās plātes, kas sastāv no vara vadītājiem un FR4 izolācijas materiālu starp tiem. Kopņu konstrukcijas parametri doti 2.3. tabulā.

2.3. tabula

Kopņu konstrukcijas parametri

Parametrs	Apzīmējums	Mērvienība	Vērtība
Ārējais rādiuss	$r_1$	mm	65
Iekšējais rādiuss	$r_2$	mm	9
Pārklājuma leņķis	$\alpha$	o	120°
Garums (vidējais loka)	$l$	mm	201.1
Platums	$c$	mm	64
Laukums	$S$	$m^2$	$7.04 \cdot 10^{-4}$
Attālums starp vadītājiem	$d$	$\mu m$	35
Vadītāju biezums	$b$	$\mu m$	35
Magnētiskā caurlaidība vakuamam	$\mu_0$		$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$
FR4 dielektriskā konstante	$k$		4.7
Dielektriskā konstante gaisam	$\epsilon_0$		$8.854 \cdot 10^{-12}$

Ar šādiem parametriem diskveida kopņu konstrukcijas induktivitāte  $L_{bb} = 2.3158 \cdot 10^{-9}$  H un ekvivalentā kapacitāte  $C_{ebb} = 4.1852 \cdot 10^{-10}$  F. Salīdzinājumam, divu apaļu vadītāju ar tādiem pašiem parametriem  $L_{rc} = 2.5834 \cdot 10^{-7}$  H, bet vidējā ekvivalentā kapacitāte  $C_{rc} = 2.7324 \cdot 10^{-12}$  F.

Lai panāktu tādu pašu induktivitātes vērtību kā diskveida kopnēm ar citām kopņu konstrukcijām (plakano, zvaigznes vai trijstūra) pie vienādiem attālumiem starp vadītājiem arī to laukumiem jābūt vienādiem. Ja pieņem, ka vadītāju platums ir nemainīgs lielums, tad pie vadītāju

laukuma  $S$  (2.3. tabulā), vadītāju garumam jābūt 201mm. Vadītāju garumu var samazināt, ja palielina vadītāju platumu. Tā kā ne pirmajā ne otrajā gadījumā nav iespējams panākt vadītāju konstrukcijas optimālus izmērus, šis konstrukcijas netiek turpmāk apskatītas.

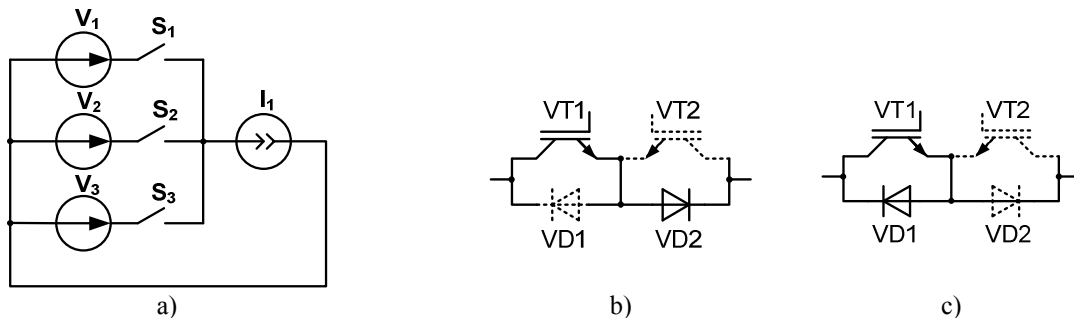
## 2.5. SPĒKA DAĻAS TERMOANALĪZE

MFP spēka slēdžu dzesēšanas apstākļu noteikšanai nepieciešams veikt tranzistoru jaudas zudumu aprēķinu. Kā iepriekš minēts kopemitera divvirzienu slēdža shēma ir izplatītākā MFP, tāpēc jaudas zudumi tiek rēķināti tieši šai slēdža konfigurācijai.

### *MFP jaudas zudumi*

Tāpat kā visos komutējamos pārveidotājos, arī matricveida frekvences pārveidotāja jaudas zudumi sastāv no komutācijas un vadāmības zudumiem. Vadāmības zudumi ir atkarīgi no tiešā sprieguma krituma uz pusvadītāja elementu un caur to plūstošas strāvas. Savukārt tiešais sprieguma kritums ir atkarīgs no pusvadītājā plūstošas strāvas un pārejas temperatūras. Šādas savstarpējas atkarības dēļ zudumu, temperatūras un elektrisko parametru aprēķinam ir jābūt iteratīvam.

Vispārīgā gadījumā vadāmības zudumus vienā divvirzienu slēdzī nosaka vadāmības zudumi atvērtajā tranzistorā un attiecīgajā diodē. Savukārt komutācijas zudumi IGBT tranzistorā rodas galēja laika dēļ, kurā mainās tranzistora stāvoklis. Komutācijas zudumi ir proporcionāli slēdža darbības frekvencei. Tā kā arī šie zudumi ir atkarīgi no pārejas temperatūras, iteratīvie temperatūras, zudumu un elektrisko parametru aprēķini kļūst vēl sarežģītāki.



2.16. att. MFP a) vienas izejas fāzes ekvivalentā shēma, b) divvirzienu slēdzis statiskā režīmā, c) divvirzienu slēdzis dinamiskajā režīmā

MFP jaudas zudumu aprēķiniem tiek izmantota vienkāršota shēma ar trim sprieguma avotiem ieejā un vienu strāvas avotu izejā (2.16. att.). Tiek pieņemts, ka: katrs slēdzis katrā fāzē vada vienu trešo daļu no visa perioda laika, komutācijas secība netiek ņemta vērā un komutācija notiek pie līnijas spriegumu amplitūdas vērtībām. Zudumu aprēķins tiek sadalīts statiskajā posmā (2.16.b. att.), vadāmības zudumu noteikšanai, un dinamiskajā posmā (2.16.c. att.), komutācijas zudumu aprēķiniem.

Viena IGBT tranzistora tiešais sprieguma kritums sastāv no kolektora-emitera piesātinājuma sprieguma  $V_{CES}$  un sprieguma krituma uz pusvadītāju pāreju:

$$(2.2)$$

kur  $I_C$  – kolektora strāva un  $R_C$  – kolektora pretestība ieslēgtā stāvoklī. Līdzīgs tuvinājums tiek pielietots diodes sprieguma krituma aprēķinam:

$$(2.3)$$

kur  $V_{f0}$  – diodes tiešais sprieguma kritums pie nulles sprieguma,  $R_D$  – diodes aktīvā pretestība un  $I_f$  – strāva diodē. Šos parametrus atrod iekārtas tehniskajā dokumentācijā [81].

MFP jaudas zudumus var tuvināti aprēķināt kā:

$$(2.4)$$

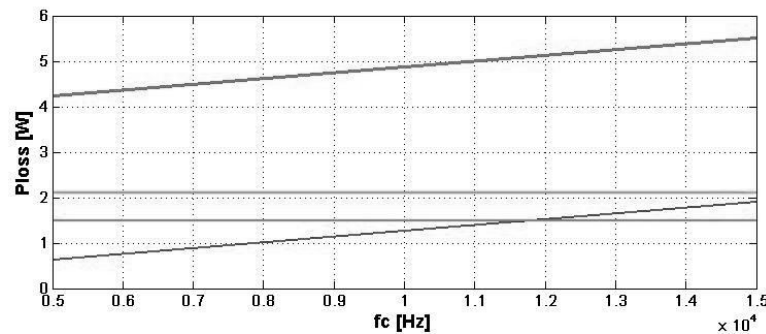
kur  $n$  – fāžu skaits,  $d$  – aizpildījuma koeficients IPM k-tajā periodā.

Divvirzienu slēdža komutācijas zudumi sastāv no IGBT ieslēgšanās un izslēgšanās enerģijas zudumiem un diodes lādiņu atjaunošanās zudumiem (2.16.c. att.), tos aprēķina kā kopējās komutācijas enerģijas un frekvences reizinājumu katrā komutācijas periodā:

$$(2.5)$$

MFP kopējie jaudas zudumi aprēķināmi kā komutācijas un vadāmības zudumu summa:

$$(2.6)$$



2.17. att. MFP jaudas zudumi (Ploss); no augšas: kopējie zudumi, diodes vadāmības zudumi, IGBT vadāmības zudumi, komutācijas zudumi

MFP jaudas zudumu sadalījums atkarībā no komutācijas frekvences ir attēlots 2.17. att. Jaudas zudumu grafika aprēķins veikts MatLab vidē STGB10NC60HD IGBT tranzistoram, kas izmantots 0.3kW MFP laboratorijas prototipa izstrādei.

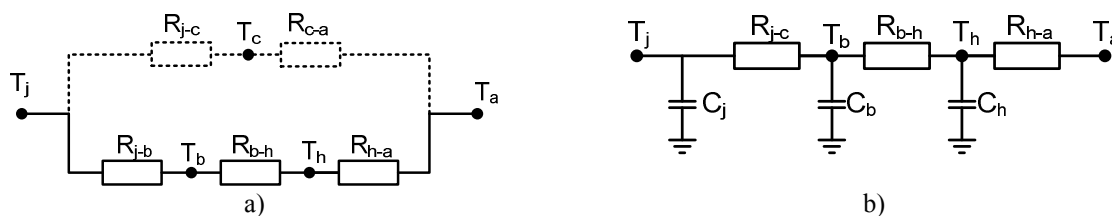
[82] ir piedāvāta jaudas zudumu samazināšanas metode. Samazinot slēdžu pārslēgšanās skaitu, samazinās kopējie MFP komutācijas jaudas zudumi.

Šajā pētījumā ir noteikti MFP jaudas zudumi. Precīzākai jaudas zudumu analīzei ir jāņem vērā slēdžu stāvokļu funkcija katrā laika punktā. To ir paredzēts veikt turpmākajos pētījumos.

### *Dzesēšanas apstākļi*

Pusvadītāju drošu darbību nosaka to maksimālā jaudas izkliedes spēja. Jaudas zudumi izraisa temperatūras pieaugums pusvadītāja elementā, kas izraisa tā ķīmisko un mehānisko īpašību izmaiņu. Pārāk liela pusvadītāju pārejas temperatūra spēj neatgriezeniski sabojāt pusvadītāju pāreju. Taču pārāk jaudīga dzesēšanas sistēma neļauj izveidot optimāli kompaktu pārveidotāju. Tādēļ jāatrod balanss starp efektīvu dzesēšanu un kompakto iekārtas konstrukciju.

Siltums, kas rodas pusvadītāja pārejā, caur tranzistora korpusu un no korpusa konvekcijas vai starojuma veidā nonāk apkārtējā vidē. Vēl viens siltuma atdeves ceļš ir no pusvadītāja pārejas caur tranzistora vara pamatni uz radiatoru, kas izstaro siltumu apkārtējā vidē.



2.18. att. Siltuma procesu ekvivalentās shēmas a) statiskam procesam; b) dinamiskam procesam

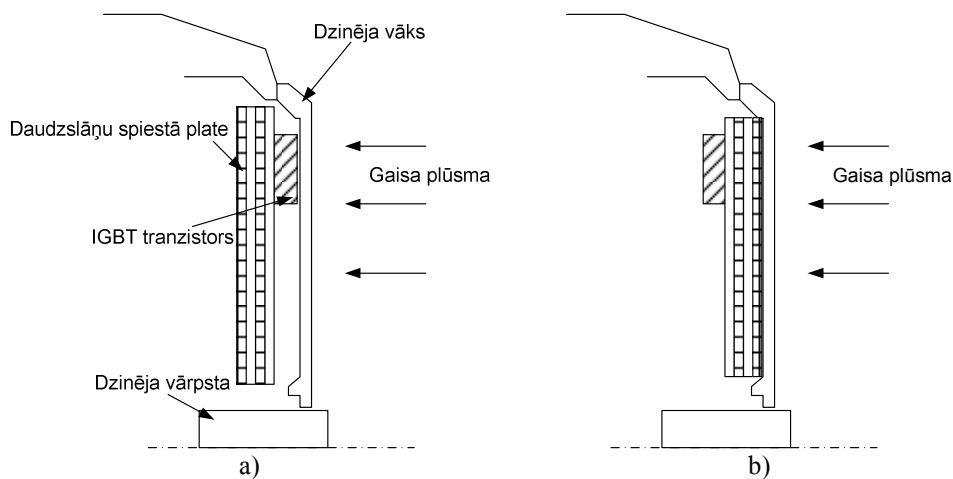
Siltuma pārvades procesu var aprakstīt ar ekvivalentām elektriskām shēmām, kur termiskās pretestības un kapacitātes nosaka katra materiāla fizikālās īpašības un fiziskie parametri. Statiska procesa ekvivalentā shēma parādīta 2.18.a. att. Tā satur pārejas-pamatnes  $R_{j-b}$ , pamatnes-radiatora  $R_{b-h}$  un radiatora-vides  $R_{h-a}$  termiskās pretestības, kas slēgtas paralēli pārejas-korpUSA  $R_{j-c}$  un korpUSA-vides  $R_{c-a}$  termiskajām pretestībām. Praktiski  $R_{j-c}$  un  $R_{c-a}$  var neņemt vērā, jo to vērtības ir salīdzinoši lielas, bet caur tām izkliedētā siltuma daudzums ir neliels.

Dinamiskā procesā, piemēram slēdža darbība IPM režīmā, ir pieļaujami lielāki jaudas zudumi, jo katram materiālam ir sava termiskā ietilpība, kas neļauj temperatūrai pieaugt lēcienvēidā (2.18.b. att.). Pieļaujamās robežas nosaka slēdža darbības frekvence un aizpildījuma koeficients.

Divvirzienu slēdžu dzesēšanas apstākļu noteikšanai nepieciešams nodefinēt spēka slēdžu ģeometrisko izvietojumu. Šajā darbā tiek piedāvāti vairāki slēdžu izvietojuma risinājumi uz iepriekš aprakstītās kopņu konstrukcijas.

Spēka slēdžu orientācija asinhronās mašīnas iekšienē ir svarīga, jo nosaka slēdžu dzesēšanas apstākļus, kas atkarīgi no kopējās termiskās pretestības. Ir piedāvāti divi potenciālie risinājumi: ar spēka slēdžiem vēršoties pret dzinēja vāku (2.19.a. att.) un ar kopņu konstrukciju vērstu pret dzinēja vāku (2.19.b. att.).

Termiskā pretestība no MFP daļas, kas atrodas tuvāk dzinēja tinumiem, uz vidi ir daudz lielāka par dzinēja dzesēto daļu, tāpēc netiek ņemta vērā.



2.19. att. Spēka daļas izvietojums uz dzinēja dzesējamās virsmas a) spēka slēdzis pret vāku, b) kopnes pret vāku

Spēka slēdžu savienošanai un izvadu pievienošanai, tiek izmantota daudzslāņu spiestās plates tehnoloģija (DSP) ar 6 slāņiem. DSP izgatavošanai izmanto plānus vara un stikla šķiedras-

epoksīdu FR4 slāņus, kas savstarpēji cieši sapresēti. Dzesēšanas apstākļu noteikšanai tiek izmantotas šo materiālu fizikālās īpašības, kas norādītas 2.4. tabulā.

Jebkura ķermeņa termisko pretestību aprēķina kā:

$$(2.7)$$

kur  $a$  – materiāla biezums,  $G_{th}$  – materiāla termiskā vadītspēja un  $S$  – siltuma atdeves laukums. Šajā darbā termiskiem aprēķiniem tiek izmantoti augstāk minētie materiāli ar 2.4. nodaļā minētiem diskveida kopņu konstrukcijas fizikāliem parametriem.

2.4. tabula

Materiālu un iekārtu termiskās vadītspējas un termiskās pretestības diskveida kopņu konstrukcijas gadījumā

Materiāls/Iekārta	$G_{th}, [W/^{\circ}C \cdot m]$	$a, [m]$	$S, [m^2]$	$R_{th}, [W/^{\circ}C]$
Varš	380.00	$35 \cdot 10^{-6}$	0.013	$7.075 \cdot 10^{-6}$
FR4	0.27	$35 \cdot 10^{-6}$		0.01
Kopņu konstrukcija	-	$3.85 \cdot 10^{-4}$		0.0498
Alumīnijs	190.00	0.003		$12 \cdot 10^{-4}$
Silikona pasta 2.19.a. att. konfigurācija	0.30	$50 \cdot 10^{-6}$	0.0014	0.1157
Silikona pasta 2.19.b. att. konfigurācija			0.013	0.0128
IGBT/Diode $R_{th_{jb}}$	-	-	-	2.08
IGBT/Diode $R_{th_{jc}}$	-	-	-	62.50

Kopējo termisko pretestību 2.19.a. att. konfigurācijai ir visu termisko pretestību summa konkrētajā gadījumā:

Līdzīgi aprēķina termisko pretestību 2.19.b. att. konfigurācijai:

$R_{th_{ha}}$  ir radiatora-vides termiskā pretestība, ko nosaka dzesēšanas apstākļi – dabīgā konvekcijas vai piespiedu dzesēšana. Konkrētajā gadījumā tiek apsvērti dzesēšanas apstākļi gan pie dabīgās konvekcijas, gan pie piespiedu dzesēšanas ar dažādiem gaisa plūsmas ātrumiem. Dzinēja alumīnija vāka termiskā pretestība uz vidi ir norādīta 2.5. tabulā.

2.5. tabula

Radiatora-vides termiskā pretestība piedažādiem dzesēšanas apstākļiem

Dzesēšanas apstākļi	$R_{th_{ha}} [W/^{\circ}C]$
Dabīgā konvekcija	5.00
Piespiedu dzesēšana pie 1 m/s	2.60
Piespiedu dzesēšana pie 2 m/s	1.80
Piespiedu dzesēšana pie 5 m/s	1.20

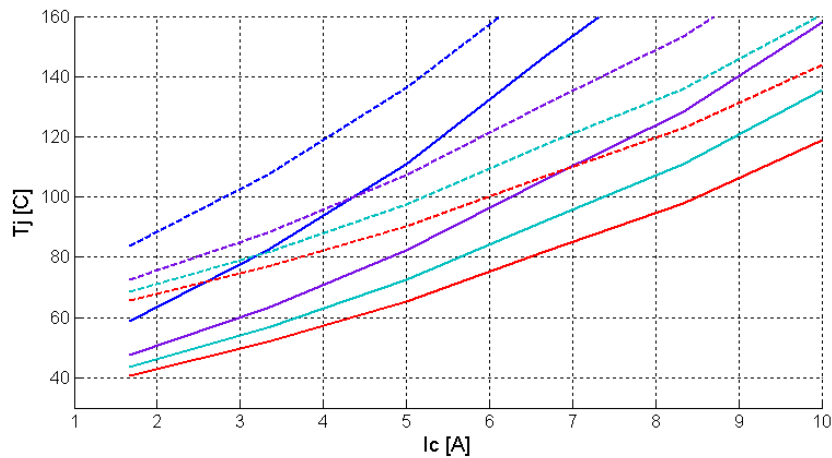
Izmantojot šos datus var aprēķināt tranzistora pārejas temperatūru:

$$(2.8)$$

kur  $T_{amb}$  – apkārtējās vides temperatūra, kas mainās no  $25^{\circ}C$  līdz  $50^{\circ}C$ .

Maksimāli pieļaujamā konkrētā tranzistora pārejas darba temperatūra tehniskajā dokumentācijā ir norādīta  $150^{\circ}C$ . Taču paaugstināta pārejas temperatūra strauji samazina tranzistoru kalpošanas laiku. Tāpēc konkrētajā gadījumā maksimāli pieļaujamā tranzistora darba temperatūra tiek pieņemta  $120^{\circ}C$ .

2.19.a. att. norādītajā konfigurācijā pie nominālās slodzes un komutācijas frekvences 13kHz, apkārtējās vides temperatūras 25°C un piespiedu dzesēšanas ar gaisa plūsmu 5m/s, pārejas temperatūra sasniedz 326°C.



2.20. att. Pārejas temperatūras atkarība no kolektora strāvas pie dažādiem dzesēšanas apstākļiem; no augšas: dabīgā konvekcija, piespiedu dzesēšana pie: 1m/s, pie 2m/s, 5m/s; nepārtrauktās līnijas – pie apkārtējās vides temperatūras 25°C, raustītās līnijas pie apkārtējās vides temperatūras 50°C

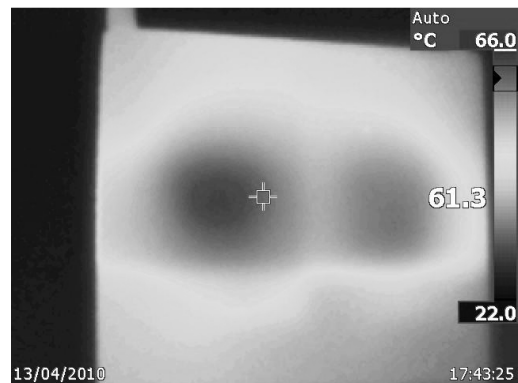
Pārejas temperatūra kā funkcija no kolektora strāvas pie dažādiem dzesēšanas apstākļiem 2.19.b. att. konfigurācijas gadījumā ir attēlota 2.20. att. Šāds spēka slēdžu izvietojums ļauj strādāt pie kolektora strāvas 4A un 50°C apkārtējās vides temperatūras pie konvekcijas dzesēšanas. Dzinēja nominālā strāva ir 1.24A, kas ir 3 reizes mazāka par pieļaujamo kolektora strāvu pie šādiem dzesēšanas apstākļiem.

Neraugoties uz apmierinošiem spēka daļas dzesēšanas apstākļiem, konkrētā prototipa izstrādei tiks izmantota piespiedu dzesēšana ar gaisa plūsmu no 1m/s līdz 3m/s, lai nodrošinātu visas piedziņas sistēmas efektīvu dzesēšanu. Tā kā šajos aprēķinos netika ņemta vērā dzinēja tinumu temperatūra, reālie darba apstākļi var ievērojami pasliktināties. Piedziņās ar konstantu ātrumu dzinēja dzesēšanu nodrošina ventilators, kas nostiprināts uz vārpstas. Taču regulējamā piedziņā ir svarīgi nodrošināt gan dzinēja, gan spēka elektronikas dzesēšanu arī pie zemiem rotācijas ātrumiem.

Tika veikti eksperimenti strāvas komutācijas režīmā pie 1.4A, komutācijas frekvences 13kHz ar aizpildījuma koeficientu 0.5. Sprieguma kritums uz divvirzienu slēdzi ir 3.4V, tas atbilst 4.76W jaudas zudumiem.



a)



b)

2.21. att. Divvirzienu slēdža temperatūra a) atsevišķi tranzistori; b) spiestās plates temperatūra

Divvirzienu slēdža temperatūras sadalījums pa komponentēm ir fiksēts ar termokameru (2.21. att.). Kā paredzēts, vadāmības un komutācijas zudumi iebūvētajā diodē ir zemāki nekā IGBT tranzistorā, līdz ar to arī zemāka korpusa temperatūra (2.21.a. att. pa kreisi – vada diode, pa labi – vada tranzistors). MFP divvirzienu slēdžu elementu noslodzi nosaka izejas strāvas virziens, tas ir, katrā periodā viena slēdža tranzistoru noslodze ir simetriska.

Ir aprēķināti MFP divvirzienu slēdža jaudas zudumi. Ir veikta slēdža temperatūras skaitliskā analīze un eksperimenti, kuru rezultātā pierādīts, ka MFP slēdžu temperatūra nepārsniedz pieļaujamo robežu nominālā darba režīmā pat pie dabīgās konvekcijas dzesēšanas apstākļiem.

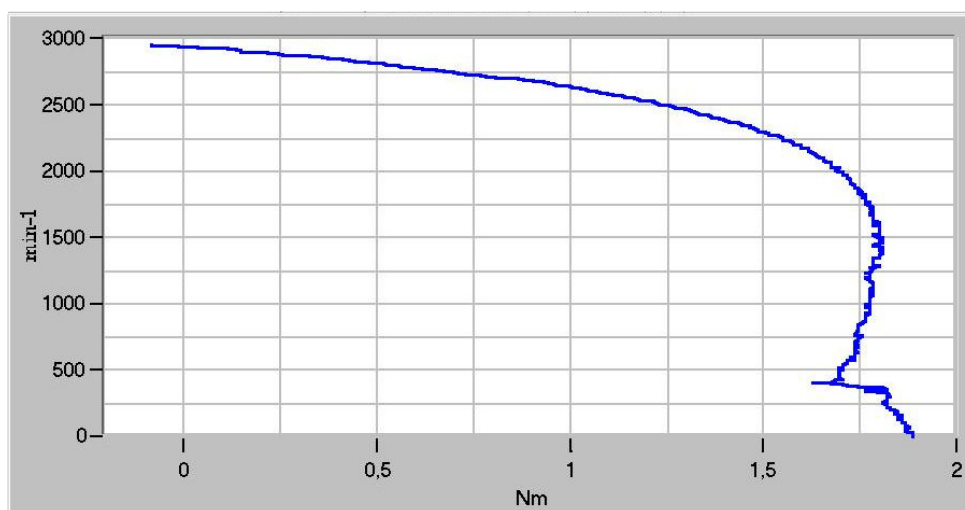
## 2.6. CITI PIEDZIŅAS ELEMENTI

Lai visa piedziņas sistēma darbotos, ir nepieciešamas tādas papildus iekārtas kā: ieejas filtri, zemsprieguma barošanas bloki, sprieguma, strāvas un vārpstas rotācijas ātruma mērīšanas iekārtas. Zemsprieguma barošana nepieciešama aizvaru ķēdēm (+/- 15V), un 5V barošana jānodrošina vājstrāvas iekārtām, piemēram, mērīšanas ķēdēm un vadības procesoriem. Ieejas filtri nodrošina sprieguma augstāko harmoniku filtrāciju un traucējumu mazināšanu. Tāpat nepieciešamas MFP aizsardzības ķēdes, kas nodrošina MFP aizsardzību avārijas atslēgšanas gadījumos. Vadības algoritmu realizācijai nepieciešamas elektrisko parametru un vārpstas rotācijas ātruma mērīšanas iekārtas.

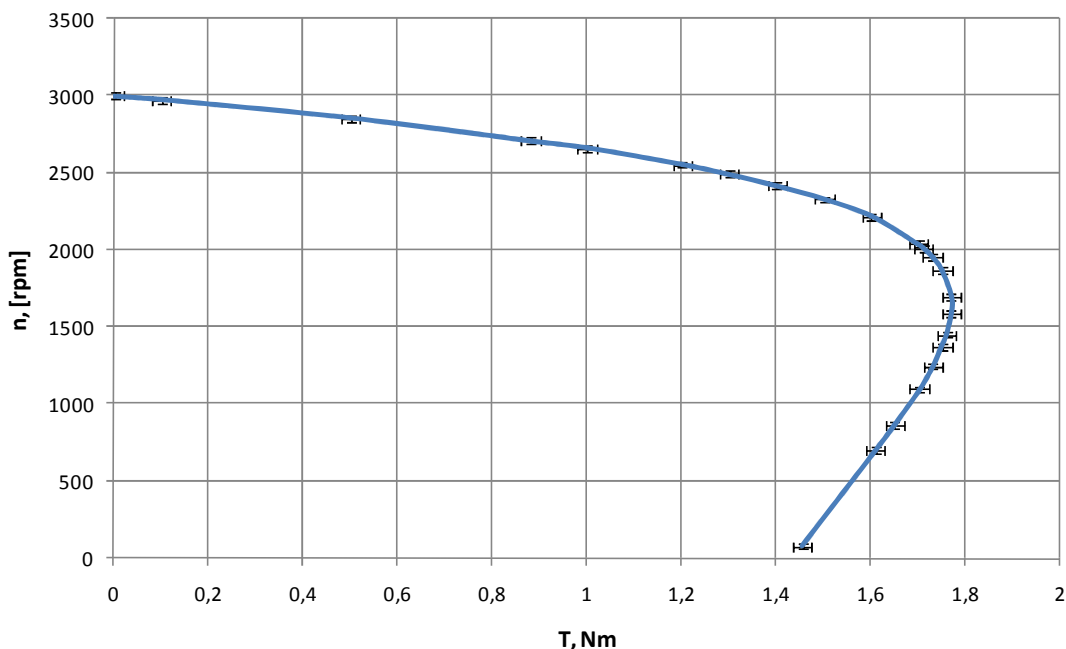
Šo iekārtu apraksts un parametru aprēķins konkrētam gadījumam ir dots disertācijas 2.6. nodaļā.

## 2.7. ASINHRONĀ MAŠĪNA UN TĀS PARAMETRU NOTEIKŠANA

Disertācijas 2.7. nodaļā ir aprakstīta asinhronās mašīnas parametru noteikšanas eksperimentu gaita un aprēķini. Konkrētam prototipam ir izvēlēts Siemens trīsfāzu asinhronais dzinējs ar īsslēgtu rotoru (kataloga Nr. 1 LA5063-2AA10). Ir veikti parametru noteikšanas eksperimenti un aprēķini atbilstoši [95] – [97] norādēm. Eksperimenti veikti uz HPS laboratorijas stenda elektriskās piedziņas laboratorijā Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūtā. Rezultāti ir salīdzināti ar MatLab Simulink asinhronās mašīnas modeli (2.22. att.).



a)



b)

2.22. att. Asinhronā dzinēja mehāniskās raksturlīknes a) eksperimentālā (uzņemta uz HPS stenda), b) modelētā MatLab Simulink vidē

Modelēšanas un eksperimentālie rezultāti ir salīdzināmi līdz kritiskā momenta robežai. Modelēšanas un eksperimentālie rezultātu dati nominālajā darba punktā (vārpstas ātrums 2720 apgr/min, slodzes moments – 0.88 Nm) atšķiras par 0.6%.

## 2.8. VADĪBAS SISTĒMA

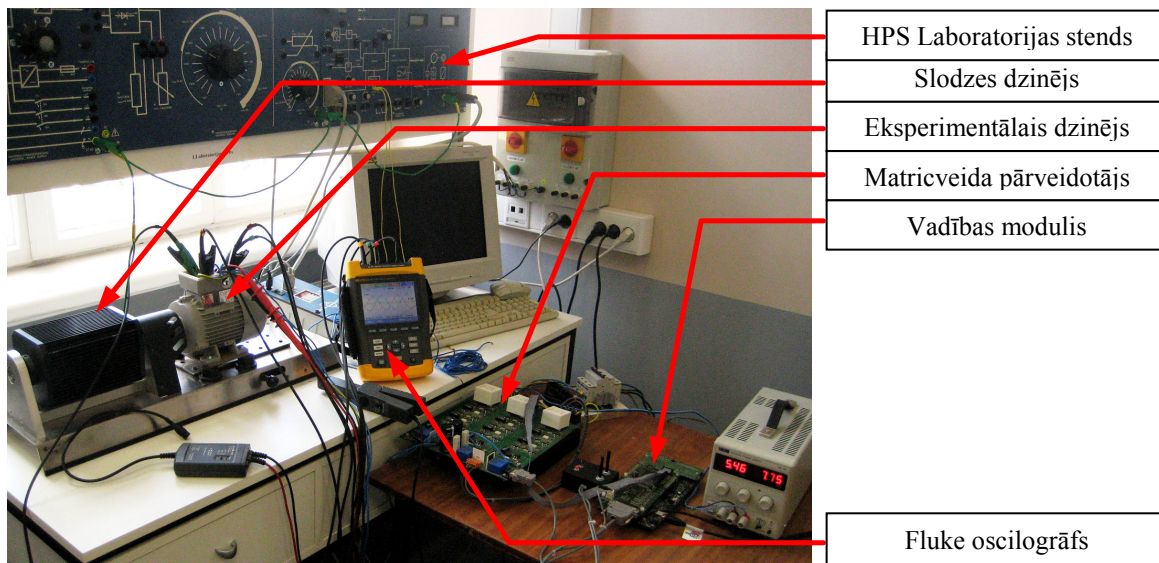
Doktora darba 2.8. nodaļā ir aprakstītas biežāk izmantotās piedziņas vadības metodes.

Visu piedziņas vadības sistēmu var sadalīt divās svarīgākajās daļās – asinhronā dzinēja vadības daļa, kas nodrošina dzinēja momenta vai ātruma vadību ar vektoru vadības metodi, un MFP vadības daļa, kas nodrošina slēdžu komutācijas laiku un secības aprēķinu, lai nodrošinātu uzdoto izejas vektoru dzinēja vadībai.

Vadības algoritmu apraksts iekļauj: MFP vadības metožu analītisko aprakstu, izejas sprieguma modulācijas metodes – optimālā sprieguma metodi, skalāro metodi, netiešo metodi, tiešo metodi un telpas vektora metodi. Ir doti asinhronās mašīnas skalārās un vektoru vadības metožu pamatprincipi.

## 2.9. EKSPERIMENTI AR ASINHRONO DZINĒJU UN MATRICVEIDA FREKVENCES PĀRVEIDOTĀJU

Eksperimenti ar MFP un asinhrono dzinēju ir veikti Elektriskās piedziņas laboratorijā Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūtā. Eksperimenti veikti uz HPS laboratorijas stenda asinhronās mašīnas slogošanai un momenta mērījumiem. Asinhronās mašīnas vadībai izmantos matricveida frekvences pārveidotājs ar vadības moduli. Mērījumi veikti ar Fluke Scope un Fluke Mains Analyser oscilogrāfu un tīkla analizatoru (2.23. att.).



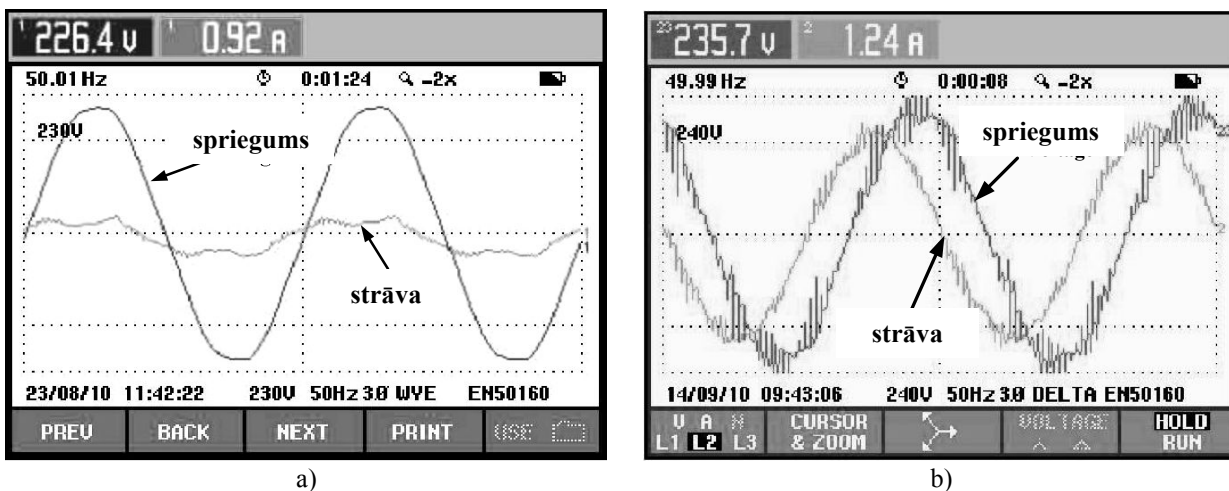
2.23. att. Asinhronās piedziņas ar MFP eksperimentālais stends

MFP, kas slogots ar asinhrono dzinēju pie nominālā momenta, ieejas un izejas spriegumu un strāvas formas pie 50Hz izejas frekvences ir parādītas 2.24. att.

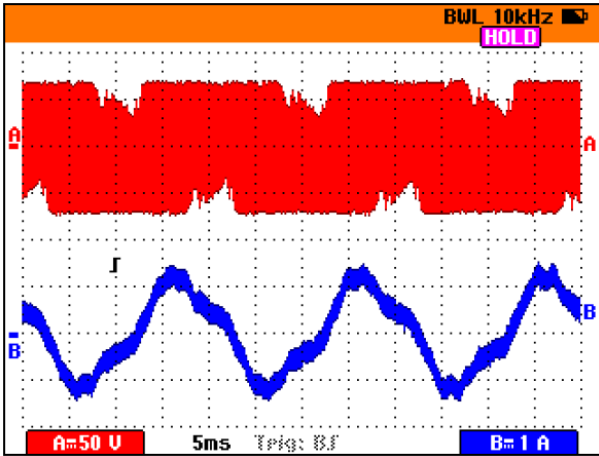
Nefiltrēti izejas sprieguma un strāvas signālu formas attēlotas 2.25. att., kas parāda MFP izejas sprieguma IPM.

2.26. att. parādīti trīsfāzu izejas spriegumi pie dažādām frekvencēm.

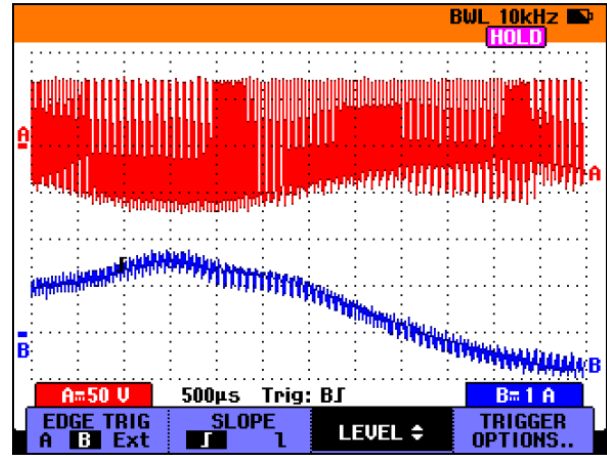
No attēliem redzams, ka matricveida frekvences pārveidotājs nodrošina sinusoidālu ieejas sprieguma IPM, līdz ar to arī izejas strāva ir sinusoidāla. Tā kā šajos eksperimentos netiek izmantots sarežģīts MFP vadības algoritms, ieejas reaktīvā jauda netiek kompensēta.



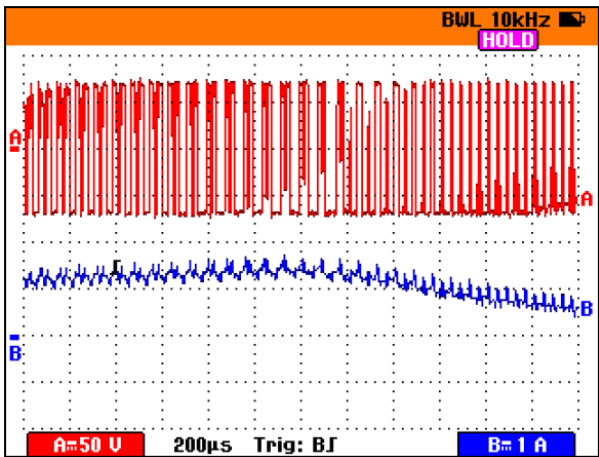
2.24. att. Matricveida frekvences pārveidotāja a) ieejas un b) izejas sprieguma un stāvas formas



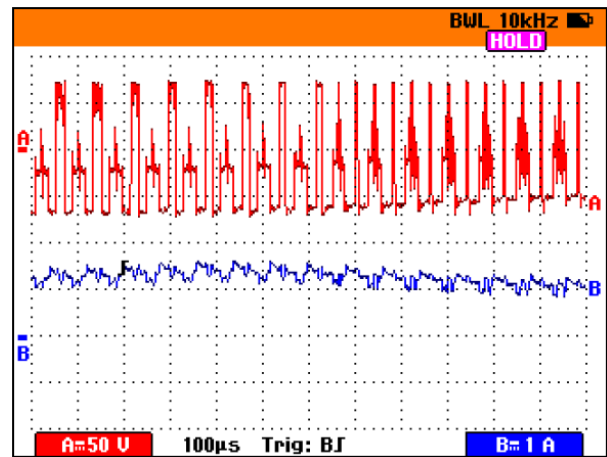
a)



b)

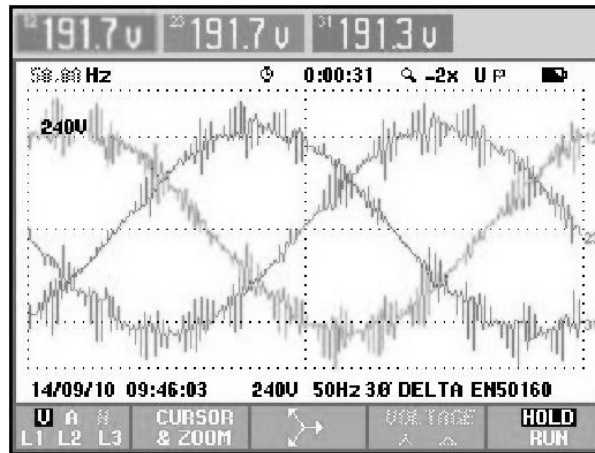


c)

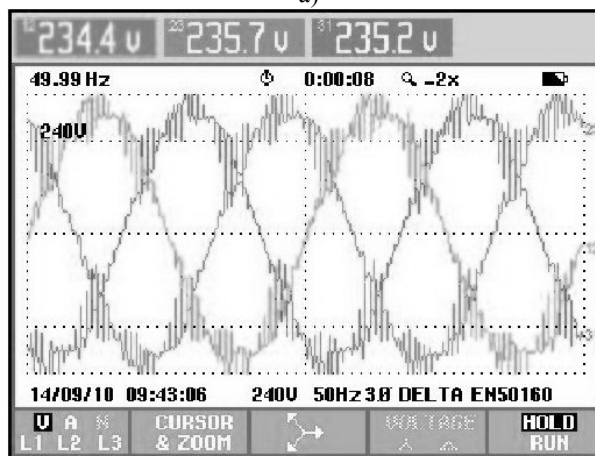


d)

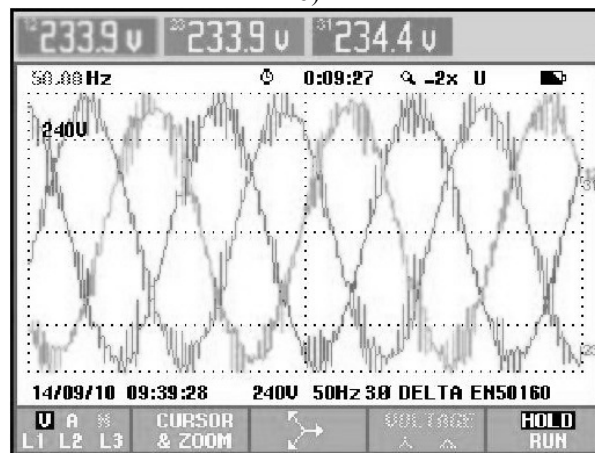
2.25. att. MFP nefiltrētā izejas sprieguma (sarkans) un strāvas (zils) formas a) 5ms, b) 500µs, c) 200µs un d) 100µs laika mērogā  
Spriegums mērīts ar diferenciālo sprieguma taustu mērogā 1:20



a)

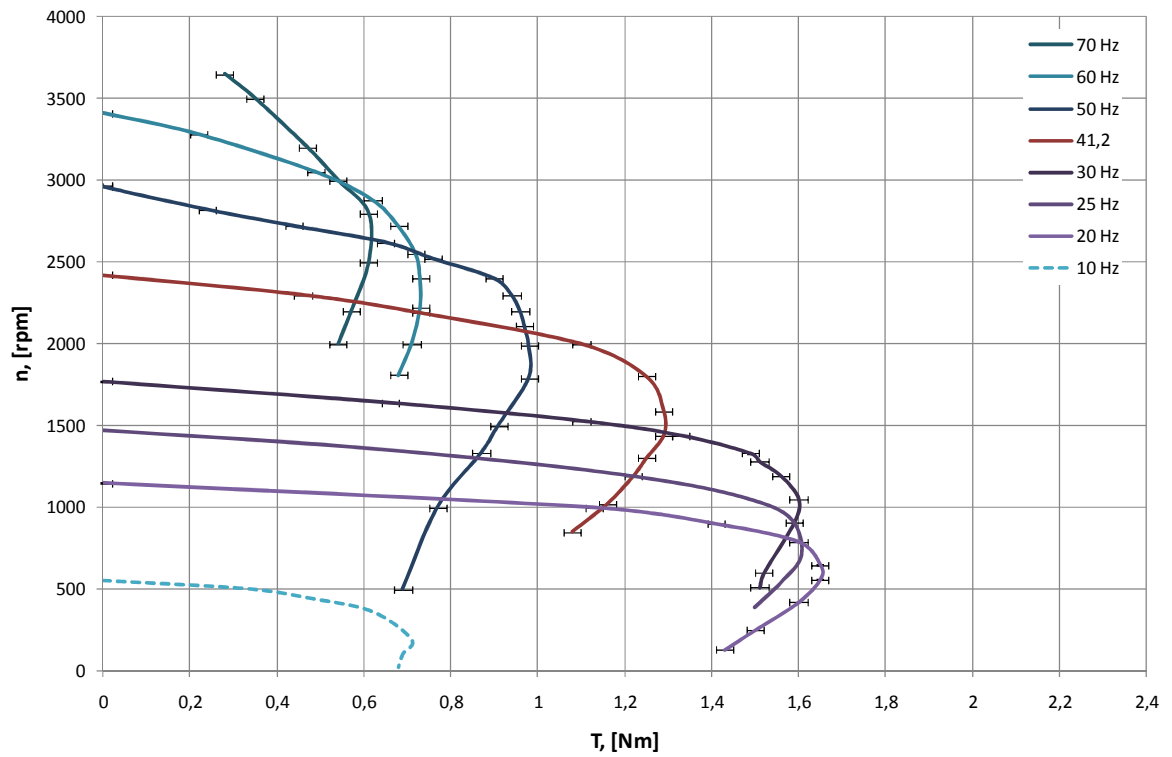


b)

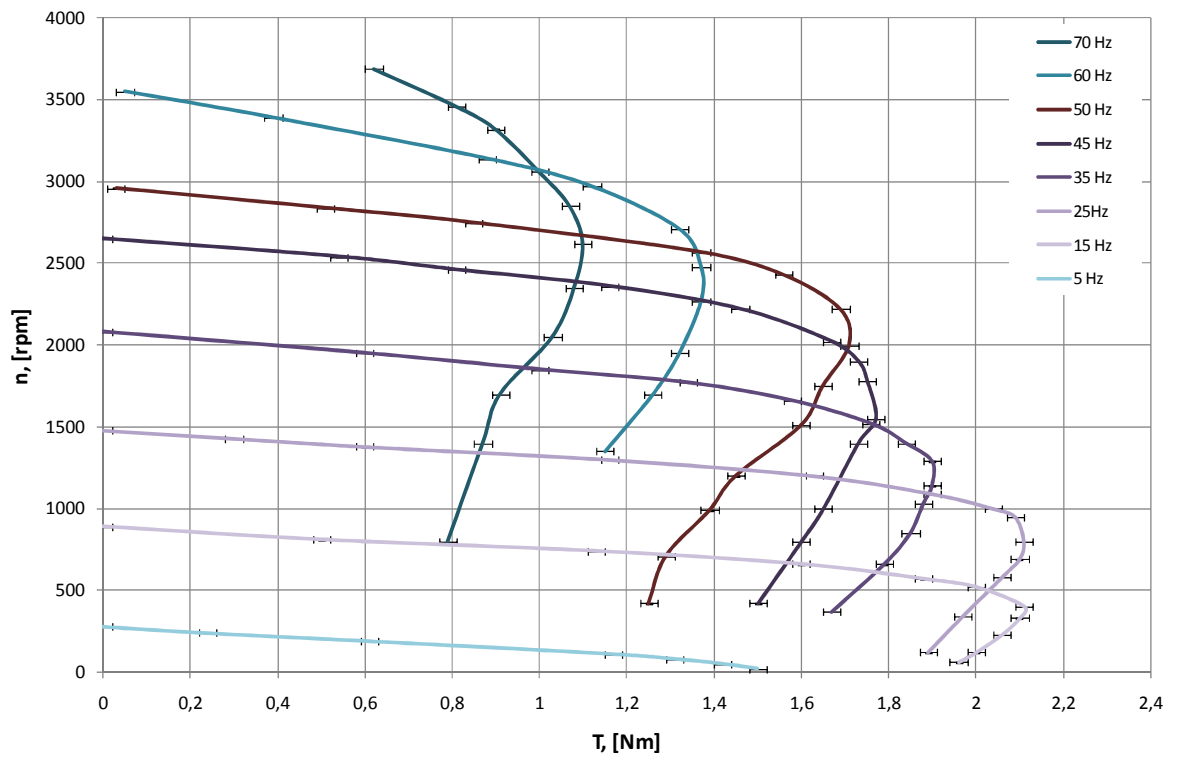


c)

2.26. att. MFP izejas līnijas sprieguma formas pie a) 25Hz, b) 50Hz, c) 70Hz



a)



b)

2.27. att. Asinhronā dzinēja ar MFP mehāniskās raksturīknes a) zvaigznes un b) trijstūra statora tinumu slēgumā

Mehānisko raksturlīkņu uzņemšanai tika izmantots HPS stends elektriskās piedziņas laboratorijā Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūtā. Rotorā ātruma vadībai izmantota skalārā sprieguma-frekvences ( $V/f = \text{const}$ ) metode bez ātruma atgriezeniskās saites. Eksperimenti veikti pie asinhronā dzinēja tinumu zvaigznes un trijstūra slēgumiem. Eksperimentu rezultāti parādīti 2.27. att.

MFP izejas līnijas spriegums ir apmēram 0.866 no ieejas sprieguma, t.i. 346V. Sprieguma efektīvās vērtības samazinājums samazina dzinēja kritisko momentu (2.27.a. att.). Šādā gadījumā, lai nodrošinātu nominālo momentu, dzinējam jādarbojas pie pazeminātiem apgriezieniem (zem 2100apgr/min vai 42Hz). Dzinēja darbība pie augstākiem apgriezieniem iespējama pie samazināta momenta, vai tuvu kritiskajam momentam.

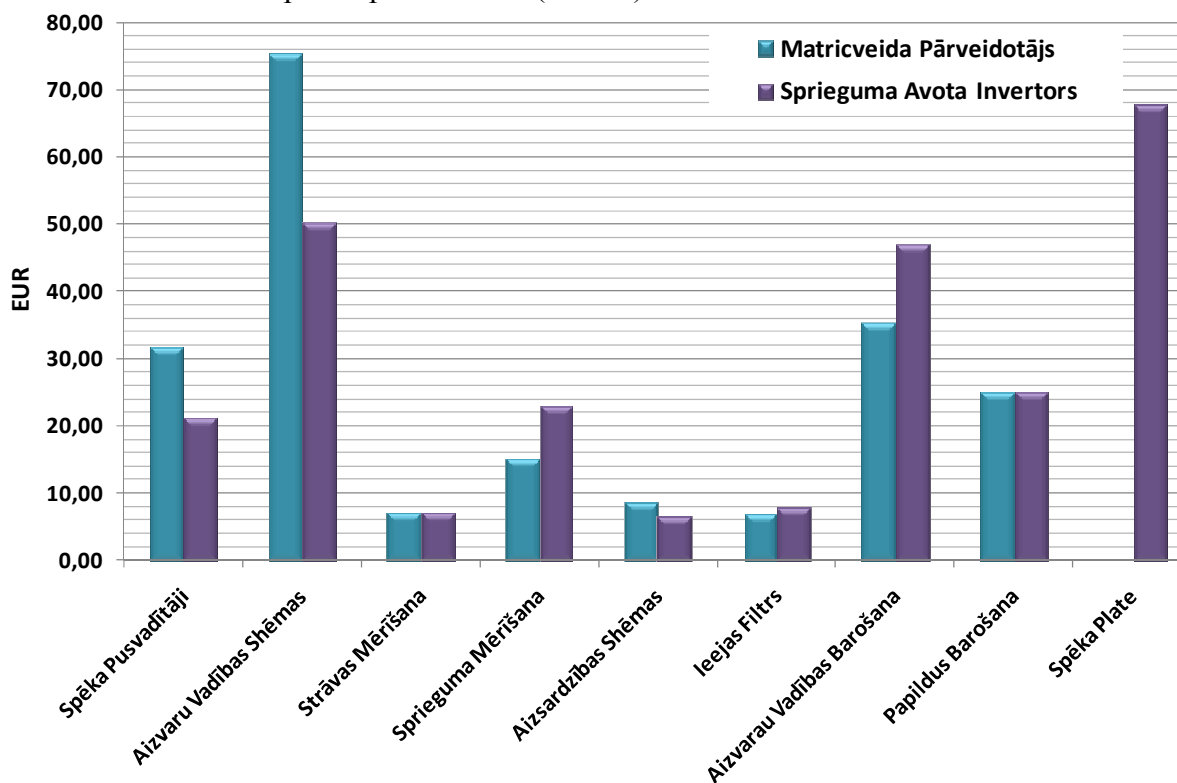
Mainot dzinēja statora tinumus no zvaigznes uz trijstūra slēgumu, nominālais spriegums samazinās uz 230V, kas ļauj izmantot MFP izejas spriegumu pilnā diapazonā. Šādā gadījumā dzinējs var darboties nominālajā mehāniskās raksturlīknes punktā (2.27.b. att.)

### *Secinājumi*

MFP izpētes rezultātā var secināt ka MFP ir kompakts un efektīvs risinājums integrētās asinhronās piedziņas risinājumam. Spēka slēdžu komutācijas pārsprieguma samazināšanas metodes ar aktīvām aizvara strāvas vadības ķēdēm un kopņu konstrukciju ir efektīvas un ir pielietojamas integrētajā piedziņā. Tā pat eksperimentāli ir pierādīts, ka neraugoties uz pazemināto izejas spriegumu (0.866 no ieejas sprieguma) MFP var tikt izmantots standarta asinhronā dzinēja frekvences vadībai, ja statora tinumi slēgti trijstūrī.

### 3. INTEGRĒTĀS PIEDZIŅAS EKONOMISKIE APSVĒRUMI

Viens no galvenajiem produkta izstrādes kritērijiem ir tā cenas un konkurētspējas novērtējums. Ekonomiskai analīzei nepieciešams noteikt materiālu, ražošanas, apkalpošanas un investīciju izmaksas. Tā kā šajā iekārtas izstrādes stadijā nav iespējams precīzi noteikt visas komponentu un ražošanas izmaksas, tiek izmantotas aptuvenas iekārtu un komponentu cenas. Ir salīdzinātas MFP un SAI prototipu izmaksas (3.1.att.).



3.1. att. MFP un SAI prototipa iekārtu izmaksas

Integrētās piedziņas ar MFP ekonomiskā potenciāla novērtēšanai, ir veikti esošās iekārtas ražošanas izmaksu aplēses un salīdzināta gala produkta cena ar tirgū esošajiem risinājumiem.

Integrētās piedziņas ar matricveida frekvences pārveidotāju teorētiskās ekonomikas aplēses pierāda, ka šis risinājums ir konkurētspējīgs ar tirgū esošām iekārtām. Neraugoties uz to ka produkta cena ir klasisko SAI piedziņas sistēmu cenu līmenī, integrētās piedziņas uzstādīšanas izmaksas ir ievērojami zemākas – apmēram par 36%. Šis ir galvenais arguments šāda veida piedziņas ieviešanai valstīs ar dārgu darbaspēku. Piemēram vidējās piedziņas uzstādīšanas izmaksas Zviedrijā ir trīs reizes dārgākas nekā Latvijā.

## SECINĀJUMI

Šajā doktora darbā ir veikta regulējamas asinhronās piedziņas ar matricveida frekvences pārveidotāju izpēte, kuras ietvaros veikts elektroenerģijas patēriņa un tās ekonomijas iespēju pētījums. Viens no potenciālajiem elektroenerģijas taupības scenārijiem paredz elektrisko piedziņu modernizāciju, ieviešot regulējamas piedziņas sistēmas.

Dažādu frekvences pārveidotāju salīdzinājums ar matricveida pārveidotāju pierāda, ka MFP drošuma rādītāji ir līdzīgi SAI ar divvirzienu enerģijas plūsmu. Tāpat ir apstiprināts, ka MFP ir iespējams integrēt asinhronajās mašīnās, kompaktās pusvadītāju struktūras dēļ.

Ir izpētīta spēka IGBT tranzistoru komutācija, un izvēlēta aizvara vadības shēma integrētai piedziņai. Tādēļ, ka tirgū nav pieejami gatavi divvirzienu slēdžu risinājumi, šajā darbā tiek izmantotas diskretas iekārtas – IGBT tranzistori ar iebūvētu pretēji paralēlo diodi. Tika modelēta un eksperimentāli pārbaudīta iepriekš izvēlētu aizvara vadības ķēžu darbība. Kā rezultātā turpmākam pielietojumam tika izvēlēta pustilta shēma ar divpolāru barošanu, jo tā spēj nodrošināt vislielāko aizvara kapacitāšu uzlādes un izlādes strāvu. Šo pētījumu ietvaros tika veikta pārsprieguma mazināšanas iespēju izpēte manipulējot ar aizvara signālu. Pat pie smagiem komutācijas apstākļiem – aktīvi induktīvas slodzes bez brīvgaits diodes, eksperimentāli tika pierādīts, ka ir iespējams samazināt pārspriegumu uz IGBT tranzistoru ar aktīvo aizvara strāvas vadību par 85%, salīdzinot ar pasīvo aizvara ķēdes vadību.

Ir izpētīta vadītāju induktivitātes atkarība no formas un novietojuma. Dažādu vadītāju formas un izvietojuma induktivitātes skaitliskās analīzes rezultāti norāda, ka zemākā vadītāju induktivitāte ir sasniedzama, ja divi plakani vadītāji novietoti paralēli (ar platakām malām kopā) pēc iespējas tuvāk viens otram, veidojot kopņu konstrukciju. Kopņu izmantošana spēka pārveidotājos ļauj samazināt ķēdes izkliedes induktivitāti, un dabīgā veidā samazināt pārspriegumu uz spēka slēdžiem. Pie iepriekšminētiem komutācijas apstākļiem eksperimenti parāda, ka izmantojot kopnes pārspriegumu iespējams samazināt par 28% salīdzinot ar shēmu, kur slēdži savienoti ar apaļiem vadiem.

Turpmāk darbā kopņu konstrukcija tiek pielāgota matricveida frekvenču pārveidotāja divvirzienu slēdžu savienošanai integrētai asinhronai piedziņai.

Ir veikts konkrētam pielietojumam izvēlēto tranzistoru jaudas zudumu un dzesēšanas apstākļu aprēķins. Termiskie aprēķini apliecina izvēlētas konstrukcijas izmantošanas iespējamību ar piespiedu dzesēšanu pat pie īslaicīgas pārslozdes darba apstākļiem.

Ir veikti perifērijas iekārtu – papildus un aizvara ķēžu barošanas bloku, sprieguma un strāvas mērīšanas un aizsardzības ķēžu aprēķini un izstrāde integrētai piedziņai.

Ir veikts matricveida frekvences pārveidotāja prototipa izmaksu aprēķins un to salīdzinājums ar līdzīga sprieguma avota invertora prototipa izmaksām. Balstoties uz prototipa izmaksām un reālas rūpnīcas ražošanas datiem, ir veikti iekārtas ražošanas izmaksu aprēķini. Ir salīdzinātas potenciālā produkta izmaksas ar tirgū esošiem paraugiem, un ir salīdzinātas šo iekārtu uzstādīšanas izmaksas. Šo pētījumu rezultātā tika secināts, ka matricveida frekvences pārveidotājs ir spējīgs konkurēt ar līdzīgām tirgū esošām iekārtām.

Darba kopējie rezultāti apstiprina turpmāko produkta izstrādes nepieciešamību.

Turpmākie pētījumi saistīti ar aktīvo aizvara ķēžu ciparu vadības izstrādi tranzistoru pārsprieguma novēršanai un īssavienojuma aizsardzībai. Tāpat tiek plānoti pētījumi ar integrētu asinhrono piedziņu ar matricveida frekvences pārveidotāju ar vektoru vadības algoritmiem.

## IZMANTOTIE INFORMĀCIJAS AVOTI

1. A.T. De Almeida, J.L.C. Marinho, F.J.E. Ferreira, P. Fonseca, Inception report: Analysis of existing technical and market information, ISR-University of Coimbra, Portugal, 2006.
2. Improving the penetration of energy- efficient motors and drives, European Commission, ISR-University of Coimbra, Portugal, Commission, Directorate-General for Transport and Energy, SAVE II Program 2000.
3. VSDs for Electric Motor Systems, A.T. De Almeida, F.J.T.E. Ferreira, P. Fonseca, ISR-University of Coimbra, Portugal; B. Chretien, ADEME; H. Falkner, ETSU; J.C.C. Reichert, ISI; M. West, S.B Nielsen, NESAs; D. Both, Novem; <http://re.jrc.ec.europa.eu/energyefficiency/>, 2001
4. “Adjustable Speed Drives as Applied to Centrifugal Pumps”, Application Solution, Reliance Electric, Rockwell International Corporation, Publication D-7737, March 2000;
5. B.T. Ooi, J.W. Dixon, A.B. Kulkarni, M. Nishimoto, “An integrated AC drive system using a controlled-current PWM rectifier/inverter link”, IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 3, Issue 1, pp. 64 – 71, 1988.
6. P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. Empringham, K. J. Bradley, S. Pickering, D. Lampard, M. Apap, “A Fully Integrated 30kW Motor Drive Using Matrix Converter Technology”, IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference PESC 2005, pp. 2390 – 2395, 2005.
7. J. Popovic, J.A. Ferreira, M.B. Gerber, A. Konig, R. de Doncker, “Integration technologies for high power density power electronic converters for AC drives”, International Symposium on Electric Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006, pp. 634 – 639, 2006.
8. “An Integrated Approach to Power Electronics Systems”, Fred C. Lee, Jacobus D. van Wyk, Dushan Boroyevich, Thomas Jahns, Robert D. Lorenz, T. Paul Chow, Ron Gutmann, Peter Barbosa, source: Wisconsin Electric Machines & Power Electronics Consortium, ISSN 0005–1144, 2003.
9. M. März, A. Schletz, B. Eckardt, S. Egelkraut, H. Rauh, “Power Electronics System Integration for Electric and Hybrid Vehicles, [http://www.iisb.fraunhofer.de/de/arb\\_geb/pub\\_les/5\\_1\\_System\\_Integration\\_Mz.pdf](http://www.iisb.fraunhofer.de/de/arb_geb/pub_les/5_1_System_Integration_Mz.pdf)
10. Jing Huang, K. A. Corzine, “Extended operation of flying capacitor multilevel inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 140 – 147, Vol.: 21, Issue: 1, 2006.
11. „Power Electronics, Circuits, Devices and Applications”, M. H. Rashid, Pearson Education Inc., 2006, ISBN 0-13-122815-3;
12. J. Chang, T. Sun, A. Wang, D. Braun, “Compact AC-AC Converter using 3-IN-1 IBPMs and Adaptive Commutation,” IEEE Proceedings of PEDS’99, vol. 1, pp. 438-443, 1999.
13. “Control of Matrix Converters”, Luca Zarri, PhD Thesis, University of Bologna, Department of Electrical Engineering, 2007.
14. M. Venturini, “A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements,” in Proc. POWERCON 7, 980, pp. E3\_1–E3\_15.
15. M. Venturini and A. Alesina, “The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor,” in Proc. IEEE PESC’80, 1980, pp. 242–252.
16. „Matrix Converter Drive System for an Aircraft Rudder Electro-Mechanical Actuator”, Liliana de Lillo, PhD Thesis, The University of Nottingham, 2006;
17. “Research and Development of Matrix Converter”, I. Galkin, L. Ribickis, PhD Thesis, Riga Technical university, 2001.
18. “Control Techniques for Matrix Converter Adjustable Speed Drives”, M. Matteini, PhD Thesis, University of Bologna, Department of Electrical Engineering, 1998 – 2001

19. "Matrix Converter in Hybrid Drives", Sanislav Fligl, PhD Thesis, Czech Technical university in Prague, Department of Electric Drives and Traction, 2006.
20. "Design and Analysis of Modern Three-phase AC/AC Power Converter for AC Drives and Utility Interface", S. Kwak, PhD Thesis, Texas A&M University, 2005.
21. "Low Cost Cycloconverter Induction Motor Drives Using New Modulation Techniques", Gregory Peter Hunter, PhD Thesis, University of Technology, Sydney, Australia, 2007.
22. P.W. Wheeler, J.C. Clare, L de Lillo, M. Aten, K.J Bradley, C. Whitley G. Towers, "A Comparison of the Reliability of a Matrix Converter and a Controlled Rectifier-Inverter", IEEE transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 42., issue 3, pp. 867 – 875, 2006.
23. C. Klumpner, F. Blaabjerg and et. al., "A new modulation method for matrix converters", In Proceedings of 36th IEEE Industry Applications Society Conference (IAS'2001), vol. 3, pp. 2143-2150, Chicago, IL, USA, 2001.
24. C. Huber, and D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 31, No. 6, 1995, pp. 1234-1246.
25. M. Muroya, K. Shinohara et. al., "Four-step commutation strategy of PWM rectifier of converter without DC link components for induction motor drive", In Proc. IEMDC 2001, pp. 770-772.
26. J. Holtz, and U. Boelkens, "Direct frequency converter with sinusoidal line currents for speed-variable motors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 36, No. 4, 1989, pp. 475-479.
27. L. Wei and T.A. Lipo, "A novel matrix converter with simple commutation", In Proceedings of 36th IEEE Industry Applications society conference. (IAS'2001), vol.3, pp. 1749-1754, Chicago, IL, USA, 2001.
28. L. Wei and T.A. Lipo, "Matrix converter with reduced number of switches", In Conf. Record of the 20th WEMPEC anniversary meeting, Madison, WI, USA, Oct. 24 -25th, 2001.
29. P.W. Wheeler, J.C. Clare, L. de Lillo, K.J. Bradley, M. Aten, C. Whitley, G. Towers, "A comparison of the reliability of a matrix converter and a controlled rectifier-inverter", 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 7, 2006.
30. Marshall J, "Reliability enhancement methodology and modeling for electronic equipment - The REMM Project," IEE Power Division colloquium Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft, London, pp. 12/1 – 12/8, Nov. 1999.
31. Department of Defense Washington DC (USA), "Military Handbook Reliability Prediction of Electronic Equipment, MIL-HDBK-217F," 2 December 1991, Notice 2, 28 February 1995.
32. S. Brent, S. Ponnaluri, R. Teichmann, "Design and Loss Comparison of Matrix Converters and Voltage-Source Converters for Modern AC Drives", IEEE transaction on Industrial Electronics, Vol. 49., No. 2., 2002.
33. Z. Bendiabdellah, G. Bachir, "A Comparative Performance study between a matrix converter and a three-level inverter fed induction motor", Acta Electrotechnica et Informatica No. 2, Vol. 6., 2006.
34. D. Casadei, G. Grandi, C. Rossi, A. Trentin, L. Zarri "Comparison between Back-to-Back and Matrix Converters Based on Thermal Stress of the Switches", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 2., pp. 1081-1086., 2004.
35. S. Bernet, S. Ponnaluri, R. Teichmann, "Design and loss comparison of matrix converters and voltage-source converters for modern AC drives," IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 49, no.2, April, 2002, pp. 304-314.
36. M. Apap, J.C. Clare, P.W. Wheeler, M.Bland, K. Bradley, "An approach to the analysis on efficiency and device control power loss distribution for matrix converters," Proceedings of EPE Conference, 2003, ISBN: 90-75815-07-7, no. 509, pp. 1-8.

37. D.Casadei, G.Grandi, C.Rossi, A.Trentin, L.Zarri, "Comparison between back-to-back converter and matrix converter based on the thermal stress of the switches", in Proc. IEEE ISIE, May 4-7 2004, Ajaccio, France, ISBN 0-7803-8305-2 (on cd-rom, file sf-001304.pdf).
38. M. März, A. Knapp, M. Billmann, "High-speed 600V IGBT in NPT technology", www.upsci.com, 1998
39. Jun-ichi Itoh, Akihiro Odaka, Ikuya Sato, "High Efficiency Power Conversion Using a Matrix Converter", Fuji Electric Review, Vol. 50, No. 3., 2004.
40. M. Ziegler, W. Hofmann, "Semi Natural Two Steps Commutation Strategy for Matrix Converters," IEEE PESC Conference Record, pp. 727 – 731, 1998.
41. M. Ziegler, W. Hofmann, "Performance of a Two Steps Commutated Matrix Converter for AC Variable Speed Drives," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999.
42. M. Ziegler, W. Hofmann, "A New Two Steps Commutation Policy for Low Cost Matrix Converter," PCIM Conference Record, 2000.
43. M. Apap, J.C. Clare, P.W. Wheeler, K. Bradley, "Analysis and Comparison of AC-AC Matrix Converter Control Strategies," IEEE PESC Conference Record, 2003
44. L. Empringham, P.W. Wheeler, J.C. Clare, "A Matrix Converter Induction Motor Drive using Intelligent Gate Drive Level Current Commutation Technique," IEEE IAS Annual Meeting, pp. 1936 – 1941, 2000.
45. M. Ziegler, W. Hofmann, "Rectifier based robust control of bidirectional switches in AC-AC matrix converters," EPE-PEMC Conference Record, 2002.
46. Choi Jong-Woo and Sul Seng-Ki, "A new Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Voltages," IEEE IAS Annual Meeting, vol. 31, pp. 1001 – 1008, 1995.
47. C.T. Pan, T.C. Chen, J.J Shieh, "A Zero Switching Loss Matrix Converter," IEEE PESC Conference Record, pp. 545 – 550, 1993
48. H.L. Hey, H. Pinheiro, J.R. Pinheiro, "A New Soft-Switching AC-AC Matrix Converter with a Single Actived Commutation Auxiliary Circuit," IEEE PESC Conference Record, pp. 965 – 970, 1995.
49. M. Marcks, "A New Double Resonant Zero Current Switching Matrix Converter," EPE Conference Record, vol. 2, pp. 100 – 105, 1992.
50. J.G. Cho, G.H. Cho, "Soft Switched Matrix Converter for High Frequency Direct AC-to-AC Power Conversion," EPE Conference Record, vol. 4, pp. 196 – 201, 1991.
51. "Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components", B. W. Williams, electronic version in PDF files, 2006;
52. "Power Electronics", The Electrical Engineering Handbook, K. Rajashekara, A.K.S. Bhat, B.K. Bose, Ed. Richard C. Dorf, Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.
53. J. Dodge, J. Hess, "IGBT Tutorial", Advanced Power Technology, Application Note APT0201 Rev. B, July 1st, 2002.
54. K.S. Oh, "IGBT Basics 1", Fairchild Semiconductor, Application Note 9016, February, 2001.
55. B. Maurice, L. Wuidart, "Drive Circuits for Power MOSFETs and IGBTs", STMicroelectronics Application Note, 1999.
56. M. Hermwille, "IGBT Driver Calculation", Semicron Application Note AN-7004, 2007.
57. "Gate Drive Circuit Design" Fuji Electrics, www.fujielectric.com
58. "Transformer-Isolated Gate Driver Provides very large duty cycles", International Rectifier, Application Note AN-950.
59. "High-Performance Optocoupler Driver Cuts Space, Cost, and Noise", Avago Technologies resource, 2008., www.avagotech.com.

60. V. John, B.S. Suh, T.A. Lipo, "Active Gate Drives for High Power IGBTs", in IEEE IAS Conf. Rec., 1998, pp. 1519-1529.
61. D. Bortis, P. Steiner, J. Biela, J.W. Kolar, "Double-Stage Gate Drive Circuit for Parallel Connected IGBT Modules", in IEEE IPMHV Confe. Proc., 2008., pp. 388-391.
62. V. John, B.S. Suh, T.A. Lipo, "High-Performance Active Gate Drive for High-Power IGBT's", in IEEE IA Transactions, 1999, pp. 1108-1117.
63. A. Sokolovs, I. Galkin, "Investigation of Gate Drivers for Snubberless Overvoltage Suppression of Power IGBTs", EDPE 2009, Dubrovnik Croatia, 2009.
64. "Wikipedia, The Free Encyclopaedia", www.wikipedia.org
65. "Tildes Vārdnīcu Pārlūks", www.tilde.lv
66. M.C. Caponet, F. Profumo, R.W. De Doncker, A. Tenconi, "Low stray inductance bus bar design and construction for good EMC performance in power electronic circuits", Power Electronics, IEEE Transactions on volume 17, Issue 2, March 2002 Pages: 225 – 231.
67. "Electronics: Circuits, Amplifiers and Gates", Second Edition, Bugg D. V., Queen Mary, University of London, Published in 2006. by CRC Press, ISBN 0-7503-1037-5
68. "Elektrotehnikas Teorētiskie Pamati, pārejas procesi, garās līnijas, nelineārās ķēdes", I. Dūmiņš, Zvaigzne ABC, 2006, ISBN 9984-37-142-5
69. "Electrical Machinery and Transformers", Third Edition, B. S. Guru, H. R. Hiziroglu, Oxford University Press, 2001, ISBN 0-19-513890-2
70. "Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications", Third Edition, Hughes A., Published: in 2006. in Oxford, ISBN 0-7506-4718-3
71. „Расчет индуктивностей, справочная книга, издание третье, переработанное и дополненное”, Калатаров П. А., Цейтлин Л. А., Ленинград, Энергоиздат Ленинградское отделение, 1986. г.
72. United States Patent No. US 2003/0174527 A1., "Low-inductance busbar system for a matrix converter", inventors: Bruckmann M., Simon O., issued 27.01.2004.
73. H. Hara, S. Nohara, T. Mori, "Power Conversion Apparatus with Bus Bar", Ref. Nr.: 1: JP-A-2005-65412, IPC8 Class: AH02B126FI, 2009.
74. "Development of a laboratory test bench for research of commutation processes and electromagnetic compatibility of matrix converters", Sokolovs A., Galkin I., Masters Thesis, Riga Technical University, 2006.
75. Galkin, A. Suzdalenko, "Analysis of the Actual Current Paths of an Integrated Matrix Converter", Published electronically through IEEE web page, pp. 1 – 4., Tokyo, Japan, 2009.
76. A. Sokolovs, I. Galkins, "Development of bus bar EMI reduction test bench for matrix converter", in proceedings of Riga Technical University 47th International Scientific Conference, Riga, Latvia, 2006.
77. I. Galkin, A. Sokolovs, "Comparison of Bus Bar constructions for Matrix Converters", ISIE 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 49-49., Spain, Vigo, 4 – 7., June, 2007.
78. A. Sokolovs, I. Galkin, "Bus Bar construction consideration for Matrix Converters in Integrated AC drives", Compatibility in Power Electronics CPE 2007, pp. 1 – 4., Gdansk, Poland, 2007.
79. I. Galkins, A. Sokolovs, Zemas induktivitātes kopņu sistēmas integrētai asinhronai piedziņai ar matricveida frekvences pārveidotāju, Latvian Patent Nr. 13754, 2008.
80. A. Sokolovs, I. Galkins, Zemas induktivitātes kopņu sistēma asinhronai piedziņai ar matricveida frekvenču pārveidotāju, Latvian Patent Nr. 13753, 2008.
81. D. Garovac, M. Purschel, "IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters", Infineon Application Note V.1.1, 2009.

82. P. W. Wheeler, D. A. Grant, Reducing the Semiconductor Losses in a Matrix Converter, IEE Colloquium on Variable Speed Drives and Motion Control, pp. 1-5, 1992.
83. P.W. Wheeler, D.A. Grant, "Optimized input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter," IEE Proceedings of Electric Power Applications, vol. 144, No. 1, pp. 53-60, Jan. 1997.
84. V. Vlaktovic, D. Borojevic, F.C. Lee, "Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, January 1996, pp. 199-205.
85. R.D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators", Conference Records of IEEE/IAS Society Annual Meeting, pp. 91-107, Chicago USA, 1976.
86. R.D. Middlebrook and S.M. Cuk, "Design Techniques for Preventing Input Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators", Proceeding of Powercon 5, the Fifth National Solid-State Power Electronics Conference, pp. 153-168, 1978.
87. A. Alesina, M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 4, pp. 101 – 112, Jan. 1989.
88. C.L. Neft and C.D. Schauder, "Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter", in Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 934-939, 1988.
89. "The matrix converter for an induction motor drive", P. Nielsen, Industrial Ph.D. project EF493, ISBN 87-89179-14-5, Aalborg University, Denmark, 1996.
90. J. Mahlein, M. Braun, "A Matrix Converter without Diode clamped Over-Voltage Protection," Proceedings of IEEE-IPEMC 2000, vol. 2, pp. 817-822, 2000.
91. R.R. Beasant, W.C. Beattie, A. Refsum, "An Approach to the Realisation of a High Power Venturini Converter," Proceedings of IEEE/PESC'90, pp. 291-297, 1990.
92. A. Schuster, "A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive System," Proceedings of IEEE/PESC'98, pp. 714-720, 1998.
93. HCPL-788J – Isolation Amplifier with Short Circuit and Overload Detection, Helwet Pacard Technical Datasheet.
94. Electric Machinery and Transformer, Thidr Edition, B. S. Guru, H.R. Hiziroglu, ISBN 0-19-513890-2, Oxford university press, 2001.
95. I. Maria, I. Ioan Iov, "A Simple Approach to Induction Machine Parameter Estimatin", Workshop on Electrical Machnes' Parameters, Technical University of Cluj-Napoca, 2001.
96. S. Jurkovic, "Induction Motor Parameter Extraction", <http://www.egr.msu.edu/~jurkovi4/motor-parameters.pdf>
97. "Rotating electrical machines - Part 28: Test methods for determining quantities of equivalent circuit diagrams for three-phase low-voltage cage induction motors", LVS EN 60034-28:2007, Group: Rotating Electrical Machines 29.160.01., Registered: September 2007.
98. J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga, T. Lipo T, "New Control Strategy For Matrix Converter," IEEE PESC Conference Record, pp. 360 – 367, 1989.
99. G. Roy, L. Duguay, S. Manias, G. E. April, "Asynchronous Operation of Cycloconverter with Improved Voltage Gain by Employing a Scalar Control Algorithm," IEEE IAS Conference Record, pp. 889 – 898, 1987.
100. G. Roy, G. E. April, "Cycloconverter Operation Under a New Scalar Control Algorithm", IEEE PESC Conference Record, pp. 368 – 375, 1989.
101. P. D. Ziogas, S. I. Khan, M. H. Rashid, "Some Improved Forced Commutated Cycloconverter Structures," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 1A-21, pp. 1242 – 1253, Sept. 1985.

102. P. D. Ziogas, S. I. Khan, M. H. Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 1E-33, pp. 271 – 280, Aug. 1986.
103. L. Huber, D. Borojevic, "Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters," IEEE IAS Conference Record, vol. 1, pp. 871 – 876, 1989.
104. D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, "A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, pp. 370 – 381, 2002.
105. L. Huber, D. Borojevic, N. Burany, "Analysis design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters," IEE Proceedings-B, vol. 139, pp. 103 – 113, Mar. 1992.
106. "Introduction to Modern Power Electronics" Second edition, A. M. Trzynadlowski, J. Wiley and Sons Inc., 2010, ISBN 978-0-470-40103-3;
107. Electric Machinery and Transformer, Thidr Edition, B. S. Guru, H.R. Hiziroglu, ISBN 0-19-513890-2, Oxford university press, 2001.
108. Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends, B. Bose, ISBN 978-0-12-088405-6, 2006.
109. J.W. Kolar, M. Baumann, and et. al., "Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter", In Proceedings of 17th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002, Vol. 2, pp. 777-791.
110. V. R. Stefanovic, "Trends in AC Drive Applications", <http://www.samincoinc.com/transit/pdf/TRENDS%20IN%20AC%20DRIVE%20APPLICATIONS.pdf>
111. R. J. Kerkman, G. L. Skibinski, D. W. Schlegel, "AC Drives: Year 2000 (Y2K) and Beyond", IEEE Applied Power Electronics Conference, Dallas, TX, pp. 28-39, 1999.
112. B.C. Mecrow, A.G. Jack, "Efficiency trends in electric machines and drives", School of Electrical, Electronic and Computer Engineering, University of Newcastle upon Tyne, Available online 23 October 2008., [www.elsevier.com/locate/enpol](http://www.elsevier.com/locate/enpol)
113. "Elektriskās mašīnas", J. Dirba, K. Ketners, ISBN 978-9984-32-556-9, RTU press, Riga, 2009.
114. "Elektriskās mašīnas", A. Zviedris, „Zvaigzne” press, Riga, 1984.
115. "Elektriskā piedziņa Mehatronikas Sistēmās", L. Ribickis, J. Valeinis, ISBN 978-9984-9964-0-0, Riga, 2008.
116. "Electric motors and Drives, Fundamentals, Types and applications", Third Edition, A. Hughes, ISBN-13: 978-0-7506-4718-2, 2006.
117. "Electric motor handbook", H.W. Beaty, J.K. Kirtley, The McGraw-Hill Companies, ISBN0-07-35971-7, 2004.
118. I. Daut, K. Anayet, M. Irwanto, N. Gomesh, M. Muzhar, M. Asri, Syatirah, "Parameter calculation of 5HP AC Induction Machine", Proceedings of International Conference on Applications and Design in Mechanical Engineering (ICADME), 2009.
119. True sensorless Control of AC Drives, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., [www.ieee.org/regional/section/rock\\_river/](http://www.ieee.org/regional/section/rock_river/), 1997.
120. "Control of Induction Motors", A. M. Trzynadlowski, Academic Press, ISBN 0-12-701510-8, 2001.
121. "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends", B. Bose, ISBN 978-0-12-088405-6, 2006.
122. "IGBT/MOSFET Gate Drive Optocoupler", Vishay semiconductors, Application Note Nr.: 81227, Review date 20. 05. 2009., [www.vishay.com](http://www.vishay.com).

123. "Optocouplers: when and how to use them", Electus Distribution Reference Data Sheet.
124. R. Ridley, "Gate Drive Design Tips", Ridley Engineering", December 2006, [www.reidleyengineering.com](http://www.reidleyengineering.com).
125. Van N. Tran, "Using NEC Optocouplers as Gate Drivers in IGBT and Power MOSFET Applications", Application Note AN3007, California Eastern Laboratories, 2008.
126. EMC for Product Designers, Fourth Edition, T. Williams, Published by Elsevier Ltd., 2007, ISBN: 978-0-75-068170-4
127. Electromagnetic Compatibility in Power Electronics, L. Tihanyi, Copyright J.K. Eckert & Company Inc., 1995, ISBN: 0-7506-2379-9
128. Fundamentals of Power Electronics, Second Edition, R. W. Erickson, D. Maksimovic, Published by Springer Science+Business Media, LLC, 2001, ISBN: 978-0-7923-7270-7
129. "Uzņēmuma Ekonomika", H. Diderihs, issued: Zinātne, Rīga, 2000.
130. „Biznesa Ekonomika”, K. G. Hofš, issued: Jāņa Rozes Apgāds, 2002.