

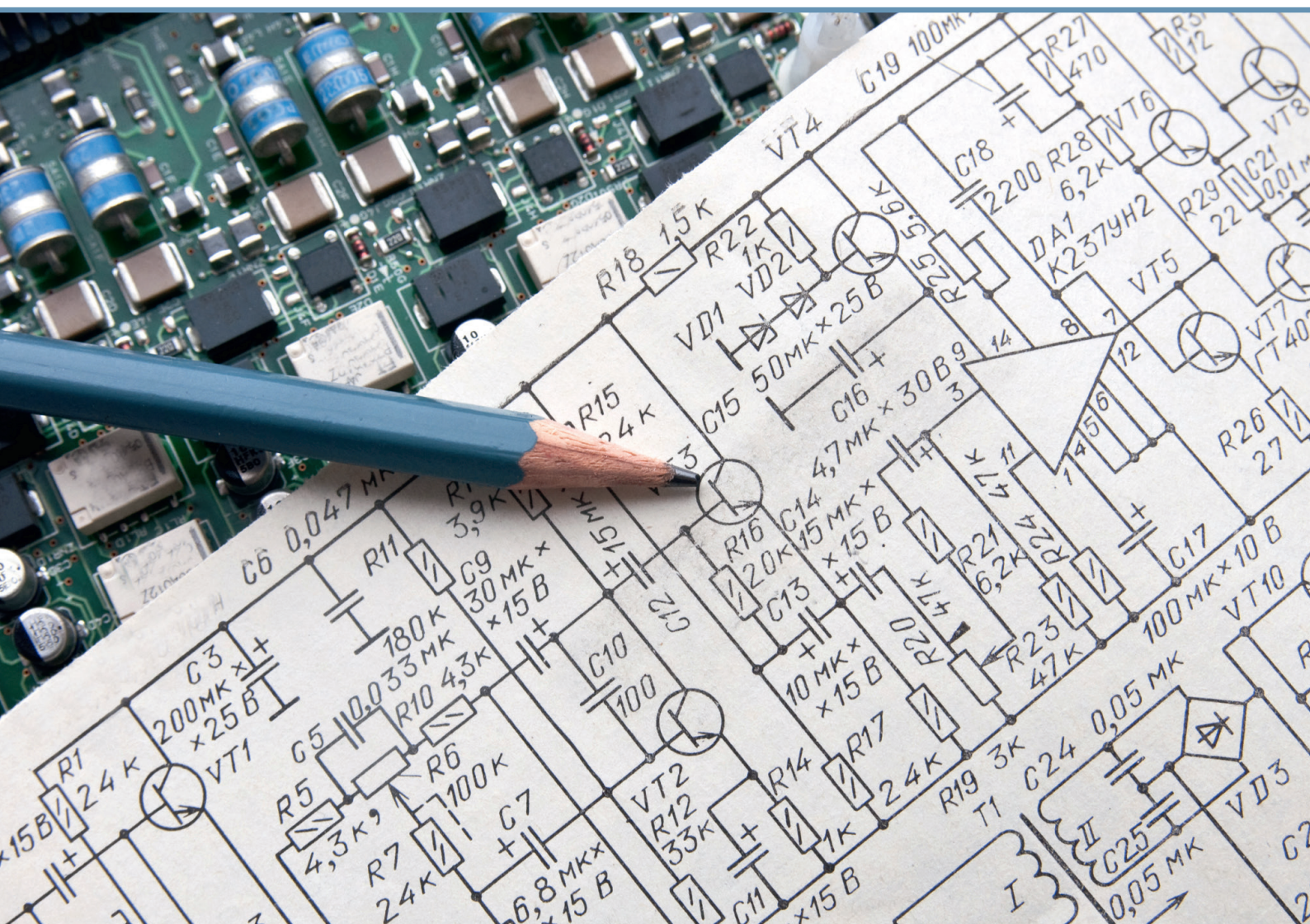


RĪGAS TEHNISKĀ
UNIVERSITĀTE

Mārcis Priedītis

REGULĒJAMU TRANSFORMATORU ENERGOELEKTRONISKO PĀRVEIDOTĀJU IZPĒTE UN IZSTRĀDE

Promocijas darba kopsavilkums



RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

Elektrotehnikas un vides inženierzinātņu fakultāte
Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūts

Mārcis Priedītis

Doktora studiju programmas “Elektrotehnoloģiju datorvadība” doktorants

**REGULĒJAMU TRANSFORMATORU
ENERGOELEKTRONISKO PĀRVEIDOTĀJU
IZPĒTE UN IZSTRĀDE**

Promocijas darba kopsavilkums

Zinātniskais vadītājs
profesors *Dr. habil. sc. ing.*
IVARS RAŅĪS

RTU Izdevniecība
Rīga 2021

Priedītis, M. Regulējamu transformatoru energoelektronisko pārveidotāju izpēte un izstrāde. Promocijas darba kopsavilkums. Rīga: RTU Izdevniecība, 2021. 56 lpp.

Iespiests saskaņā ar promocijas padomes "RTU P-14" 2021. gada 18. janvāra lēmumu, protokols Nr. 04030-9.12.2/1.

Uz Zemes it nemaz nav visa zināšanas,
ir tikai nepārtraukti pārvarama neziņa.

O. Vācietis

Sirsnīgs paldies par atbalstu promocijas darba tapšanā zinātniskajam vadītājam I. Raņķim, sievai Baibai par to, ka mūsu kopējo laiku ļāva upurēt un aizstāt ar domu plūsmām par elektrotehnikas tematiem, vecākiem un vecvecākiem par nerimstošo ārējo motivēšanu darba pabeigšanai, kā arī dažādu ar promocijas darba tēmu saistītu materiālu sūtīšanu izskatīšanai un iedvesmai!

<https://doi.org/10.7250/9789934226144>

ISBN 978-9934-22-614-4 (pdf)

PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS ZINĀTNES DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs doktora zinātniskā (*Ph. D.*) grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2021. gada 30. aprīlī plkst. 13.00 tiešsaistē.

OFICIĀLIE RECENZENTI

Profesors *Dr. sc. ing.* Jānis Zaķis,
Rīgas Tehniskā universitāte, Latvija

Profesore *Dr. sc. ing.* Elizaveta Liivik,
Tallinas Tehnoloģiskā universitāte, Igaunija; Olborgas Universitāte, Dānija

Profesors *Dr. sc. ing.* Voitech Stankevič,
Viļņas Ģedimina tehniskā universitāte, Lietuva

APSTIPRINĀJUMS

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

Mārcis Priedītis (paraksts)

Datums:

Promocijas darbs ir uzrakstīts latviešu valodā, tajā ir ievads, piecas nodaļas, secinājumi, literatūras un informācijas avotu saraksts, 108 attēli, deviņas tabulas, kopā 109 lappuses. Literatūras un informācijas sarakstā ir 77 nosaukumi.

SATURS

PROMOCIJAS DARBA APRAKSTS.....	6
Tēmas aktualitāte.....	6
Darba mērķi un galvenie uzdevumi.....	8
Darba tvērums un pētījumu objekti	9
Darba zinātniskā novitāte	9
Darba praktiskā nozīme	9
Metodes un izmantotie rīki	9
Aizstāvamās tēzes.....	10
Autora zinātniskās publikācijas	10
Konferenču ziņojumi	11
1. INŽEKCIJAS TRANSFORMATORU PARAMETRU IZPĒTE SPRIEGUMA REGULĒŠANAS SISTĒMĀS	12
1.1. Inžekcijas transformatoru ķēžu shēmas un to īpašības	12
1.2. Inžekcijas transformatora reālo parametru ietekme uz sistēmas sakarībām	14
1. nodaļas kopsavilkums.....	17
2. INŽEKCIJAS TRANSFORMATORU SPRIEGUMU DISKRĒTĀ UN MODULĒTĀ REGULĒŠANA PRIMĀRĀ TINUMA ĶĒDĒ AR SPRIEGUMA PERIODĀ NEMAINĪGU ELEKTRONISKO SLĒDŽU D FAKTORU	18
2.1. Aprēķini ķēdēs ar sinusoidāliem un ar AC slēdžiem modulētiem spriegumu un strāvu signāliem	18
2.2. Maiņstrāvas slēdžu darbība IT primārajos tinumos	20
2.2.1. Modulatora buck darbība ar primārā tinuma D regulēšanu.....	20
2.3. Modulatora <i>buck</i> darbība ar primārā tinuma PWM tiešo regulēšanu.....	21
2.3.1. Divpolārā modulācija AC ķēdēs	21
2.4. Maiņsprieguma momentāno vērtību krasu izmaiņu noteikšanas metodes.....	25
2. nodaļas secinājumi.....	27
3. INŽEKCIJAS TRANSFORMATORU IMPULSVEIDA REGULĒŠANAS PAŅĒMIENU PAPLAŠINĀTI RISINĀJUMI	29
3.1. AC/AC <i>buck-boost</i> impulsregulatora ieviešanas efektivitāte primārā tinuma ķēdē	29
3.1.1. AC/AC <i>buck-boost</i> izveides principi un darbība	29
3.1.2. AC/AC <i>buck-boost</i> impulsregulatora raksturlīknes un sakarības	29
3.2. Pilnveidoto <i>buck-boost</i> impulsregulatoru izmantošanas efektivitāte	32

3.3. Fāzes nobīdes leņķa kompensēšana	35
3.4. Starpfāžu modulācija	38
3.5. Trīsfāžu sprieguma regulēšana	40
3. nodaļas secinājumi.....	41
4. IT SPRIEGUMA REGULĒŠANAS SISTĒMU PRAKTISKIE RISINĀJUMI UN MODEĻU IZPĒTE.....	42
4.1. Izstrādātās sprieguma stabilizācijas sistēmas.....	42
4.2. Trīsfāžu sistēmas pārveidotājs par divfāžu sistēmu.....	44
4. nodaļas secinājumi.....	49
SECINĀJUMI	50
NOBEIGUMS	51
IZMANTOTĀ LITERATŪRA	52

PROMOCIJAS DARBA APRAKSTS

Tēmas aktualitāte

Transformators, ar kura palīdzību papildu maiņspriegumu var pieskaitīt vai atņemt no avota sprieguma vērtības, ir labi zināma tehniskā ierīce. Tā tiek veidota uz autotransformatora bāzes [62]–[64] un raksturojas ar iespēju relatīvi mazu spriegumu zonā darboties uz slodzi, kuras jauda ir vairākkārt lielāka par šīs ierīces jaudu [62]. Krievu valodas tehniskajā literatūrā šāds specifisks transformators tiek saukts par sprieguma pieskaitīšanas (*вомодабовочный трансформатор* [62]), savukārt citu valstu tehniskajā literatūrā – par inžekcijas transformatoru [63], [64]. Ņemot vērā ierīces pozitīvās īpašības, tā tiek plaši izmantota maiņsprieguma regulēšanā dažādās tautsaimniecības nozarēs, piemēram, lauku elektrotīklu sprieguma stabilizēšanā vai arī normalizēšanā [62].

Lai panāktu šādas ierīces efektīvu izmantošanu, tā ir jānodrošina ar automātiskās regulēšanas iespējām un risinājumiem. Vecāko modeļu risinājumos šīs iekārtas darbības regulēšana tiek realizēta ar tinumu izvadu mehānisku, elektromehānisku, elektromagnētisku regulatoru (vadāmu induktoru) vai arī vienkāršu neregulējamu elektronisku slēdžu palīdzību [62], t. i., regulēšana netiek veikta nedz pietiekami plaši un plūstoši, nedz arī efektīvi.

Pašreizējā tehnikas attīstības līmenī dažādās iekārtās tiek plaši lietota elektroniskā regulēšana, galvenokārt kā samērā augstas frekvences (kilohercos) impulsregulēšana ar pilnīgi vadāmu pusvadītāju elektronisko slēdžu palīdzību [65]. Visplašāk šādu regulēšanas sistēmu izveides principi un to darbības teorētiskie un praktiskie aspekti izpētīti līdzstrāvas ķēdēm un sistēmām, kur šāda impulsregulēšana ļauj veikt bezkontakta un plūstošu izmaiņu regulēšanu ar ļoti augstiem efektivitātes rādītājiem – lietderības koeficientu, kas tuvs 1, regulēšanas diapazonu no ļoti mazām slodzes un avota sprieguma attiecībām (mazāk par 0,05) līdz pat desmitkārtīgām to attiecībām [65]. Pirmās no šīs grupas impulsregulēšanas *DC* sistēmām pieņemts saukt par *buck DC/DC*, otrās – ar paaugstinātu pret avota izejas spriegumu – par *boost DC/DC* pārveidotājiem [65]. Regulēto *DC* spriegumu diapazona pārklāšanai izmanto kombinētos *buck–boost DC* impulsregulatorus. Sistēmas var būt gan nereversīvas ar vienas polaritātes regulētās slodzes spriegumu, gan reversīvas, kad, izmainot vadības regulējošā signāla polaritāti, bez pārslēgumiem sistēma realizē iespēju mainīt slodzes sprieguma polaritāti [65].

Tai pat laikā maiņsprieguma ķēdēs šādi regulatori ir ļoti maz un tiek lietoti reti, lai neteiktu, ka nemaz. Tādas regulēšanas iespējas, lai arī reizēm ir pētītas [3], [4], [25], taču speciālajā tehniskajā literatūrā par energoelektronikas jautājumiem pat īsti nav atspoguļotas. Tai pašā laikā ir ļoti daudzi tehniskie objekti, kuros būtu nepieciešama plūstoša un bezkontakta maiņstrāvas *AC* ķēžu strāvas regulēšana ar augstiem tehniskajiem parametriem [30]–[32]. Tādi varētu būt gan apgaismošanas objekti, gan elektrotehnoloģiskās sistēmas, gan maiņstrāvas elektropiedziņas [11]–[13]. Pašlaik šādās elektriskajās tehnoloģijās regulējošais efekts bezkontakta veidā tiek panākts ar vienoperācijas pusvadītāju slēdžiem (tiristoriem, simistoriem vai triakiem), kas ar vadības signāliem var tikt tikai ieslēgti ikvienā to vadāmības virzienam atbilstošā regulētā maiņsprieguma viļņa momentā, bet to izslēgšanās notiek pie nulles strāvas, kas *AC* sistēmās tiek nodrošināta polaritātes maiņas momentos [65]. Tā var panākt diskrētas

slēdža vadāmības leņķa izmaiņas, tomēr nemainīgas katrā maiņsprieguma pusperiodā. Šādas regulēšanas sistēmas pieņemts saukt par maiņsprieguma regulatoriem. Šādu regulatoru efektivitāte attiecībā uz lietderības koeficientu ir augsta, tā ir tuva 1, taču slēdžu vadāmas ieslēgšanas momenta laika nobīdes izraisītā AC ķēdes strāvas atpalikšana no sprieguma izraisa piespiedu fāzes nobīdi AC ķēdē starp spriegumu un strāvu, kas nosaka pazeminātu regulējamās ķēdes jaudas koeficientu P/S (P – reālā jauda, S – kopējā vai šķietamā jauda).

Turklāt šādi regulētas ķēdes nevar darboties ar sinusoidāliem slodzes strāvas signāliem, kā rezultātā S jaudas sastāvā izpaužas AC signālu kropļojuma jauda T [65], kuras iespaidā vēl vairāk samazinās P/S attiecība; turklāt AC ķēdē ģenerēto strāvas augstāko harmoniku dēļ samazinās strāvas pamatharmonikas un pašas strāvas efektīvo vērtību attiecība, kas atspoguļojas kompleksajā harmonisko kropļojumu indikatorā THD , kas šādas regulēšanas dēļ pieaug un var pārsniegt standartos pieļaujamus lielumus.

Ar fāzes regulēšanu veidotas sistēmas tomēr tiek plaši lietotas (jo citu nav), tāpēc jautājums par strāvas THD pieauguma ierobežošanu ir aktuāls, turklāt tas nosaka elektroenerģētisko sistēmu darbības efektivitāti, jo augstākās harmonikas nerada pozitīvu reālās jaudas pieaugumu, bet tikai papildu silšanu strāvas ķēdē ieslēgtajos elementos.

Ņemot vērā izklāstīto, ir skaidrs, ka arī maiņstrāvas regulēšanai jāmeklē efektīvāki risinājumi, un viens no tādiem varētu būt impulsregulēšanas ar moderniem pilnīgi vadāmajiem pusvadītāju elektroniskajiem elementiem ieviešana, kas darbotos pēc maiņsprieguma (strāvas) augstfrekvences modulācijas principa, tā panākot gan plašāku regulēšanas diapazonu, gan nodrošinot reālu regulēšanas plūstamību ar augstu enerģētisko un elektrotehnisko efektivitāti (THD , jaudas faktors). Turklāt šādas sistēmas ieviešana ļauj paplašināt lietojumu gammu [7], [9], [34], [35].

Galvenās grūtības, kas arī līdz šim ierobežoja AC impulsregulēšanas sistēmu ieviešanu, ir: 1) joprojām nav izveidoti (lai arī tiek pētīti [21], [22]) industriāli masveidā izmantojami pilnīgi vadāmi maiņstrāvas tranzistori, tāpēc divvirziena vadāmības nodrošināšanai ir jākomponē slēdžu iekārtas dažādos veidos (gan pretēji-paralēlā slēgumā, gan virknes slēgumā, gan ar reversīvo elementu tiltveida elementiem), turklāt, ņemot vērā maiņstrāvas ķēžu induktīvo elementu ietekmi, jāveido to elektromagnētiskās enerģijas dzēšanas papildu kontūri, kas pieprasa palielināt slēdžu skaitu, kā arī jādomā par pareizajiem slēdžu komutēšanas brīžiem [20], [56]; 2) maiņstrāvas ķēdēs ir vairāk regulējamo elementu nekā līdzstrāvas ķēdēs (amplitūda, efektīvā vērtība, fāzes nobīde, frekvence, THD un P/S vērtība u. c.), kas paplašina un apgrūtina reālu sistēmu izveidi; 3) maiņstrāvas sistēmas vairumā ir jaudīgākas par DC sistēmām, kas pieprasa sarežģītākus tehniskos risinājumus. Ir svarīgi arī pārvarēt tehniskajā sabiedrībā valdošo uzskatu, ka AC ķēdēs pilnīgi pietiek ar vienkāršiem tiristoru/simistoru regulatoriem.

Ņemot vērā izklāstīto, ir skaidrs, ka nepieciešams aktivizēt pētījumus AC sistēmu pilnveidotu regulēšanas sistēmu izveidē. Vienkāršākais veids, kā risināt AC sistēmu regulēšanas problēmas, ir iesaistīt AC sistēmā DC posmus un veikt dažādas regulējošas un pārveidojošas darbības tajos, jo tie ir attīstīti un labi izpētīti [33]. Taču DC posmos nav iespējams regulēt visus AC elektriskos parametrus [28], kā arī, ieviešot DC posmus, stipri pieaug realizācijas izmaksas un samazinās sistēmas lietderības koeficients.

Tādēļ *DC* posmu izmantošana nav efektīgs risinājums. Aplūkojot dažādus *AC* objektus, redzams, ka daudzos gadījumos ieviesti dažādi saskaņojošie elementi, galvenokārt – dažādi transformatori. To parametru elektroniska regulēšana spētu ietekmēt arī visas sistēmas regulēšanu. Tāpēc daudzi zinātnieki *AC* regulēšanas sistēmu izveido un izpēti reducē uz transformatoru – tipisku elektromagnētisko pārveidotāju – impulsregulēšanas sistēmu izveidi [14]–[16], [63], [64]. Turklāt, ņemot vērā inžekcijas tipa transformatoru īpašības, kas saistītas ar daļēju kontūru regulēšanas ietekmi uz visas sistēmas regulēšanas parametriem, ir skaidrs, ka plaša uzmanība pievērsta tieši šiem objektiem un to regulēšanai kopējā *AC* sistēmā [10], [14], [18], [19].

Aplūkojot informācijas avotus par inžekcijas transformatoru elektroniskās regulēšanas sistēmām, redzams, ka vislielākā uzmanība pievērsta zemsprieguma tīkla sprieguma īslaicīgu iekritienu (angļu val. – *sag*) un paaugstinājumu (angļu val. – *swell*) ātrdarbīgai kompensācijai [39], [42], [49], [50]. Šādas sistēmas tiek veidotas dažādi – gan pieslēdzot vadības shēmas inžekcijas transformatora zemā sprieguma pusē, gan arī augstā sprieguma pusē [45], [66], gan arī veicot kombinētos slēgumus. Visaptverošākais šādu sistēmu pētījums ir [5], un tā autori ir Polijas Zeļona Gora Universitātes zinātnieku grupa Jaceka Kaņevska (*Jacek Kaniewski*) vadībā. Citi pētījumi apskatāmi [24], [26], [27], [59].

Pētījumi ir veikti arī *AC* regulēšanas sistēmās bez inžekcijas transformatoriem, un ir izveidotas iekārtas, kas spēj veikt paredzēto uzdevumu, taču tajās izmantotajiem pusvadītāju elementiem ir jāspēj izturēt lielākas strāvas un spriegumi, nekā gadījumos, kad sprieguma regulatoru shēmās ir iekļauti transformatori, taču uz transformatora rēķina samazinās iekārtu izmēri [36]–[38], [40], [43], [44], [58].

Tomēr, neskatoties uz to, ka ir veikti un publicēti nopietni pētījumi inžekcijas transformatoru sistēmas elektronisko regulatoru izpētē, nevar teikt, ka šajā nozarē viss ir izpētīts. Visos aplūkotajos un zināmajos darbos galvenokārt trūkst fundamentālas elektromagnētisko procesu izpētes pašās elektroniskās regulēšanas sistēmās, ļoti maz ir pētīti regulējamo *AC* ķēžu mainsprieguma kvalitātes normalizācijas filtri un to parametru izvēle, samērā ierobežots ir arī tehnisko lietojumu aplūkotais loks.

Ņemot vērā visu izklāstīto, var konstatēt, ka moderno elektronisko jaudas regulēšanas principu un iekārtu izveide maiņstrāvas objektiem, ķēdēm un sistēmām ir ļoti aktuāls tehnisks un zinātnisks uzdevums, kas prasa izveidot gan šādu sistēmu jaunus un efektīvus principus, gan izstrādāt to darbības pētīšanas un aprēķina metodes, un uz to pamata veidot dažādu maiņsprieguma regulēšanas sistēmu matemātiskos aprakstus, gan izpētīt to īpašības un definēt lietojuma objektus, nozares un virzienus.

Darba mērķi un galvenie uzdevumi

Šī promocijas darba mērķis ir paplašināt un padziļināt zināšanu bāzi par inžekcijas transformatoru un mainsprieguma ķēžu un sistēmu elektronisko impulsregulēšanas sistēmu teorētiskajiem un praktiskajiem darbības aspektiem. Mērķa sasniegšanai risināmie uzdevumi ietver augstfrekvences impulsregulatoru veidotu IT primārā un sekundārā tinuma sprieguma vienpolāras un divpolāras regulēšanas dažādu variantu paplašinātu izveidi

un to lietojumu izpēti, izmantojot gan jaunas teorētiskas metodes, gan eksperimentējot ar dažādu sistēmu modeļiem un apkopojot to iespējamus raksturojumus, lai tos varētu plašāk un efektīvāk izmantot praktiski.

Darba tvēruma un pētījumu objekti

Darba tvērumā ir dažādas inžekcijas transformatoru sistēmas gan slodzes sprieguma efektīvās vērtības, gan fāzes nobīdes starp ieejas un slodzes spriegumu pielāgošanai, kā arī to darbības matemātiskie apraksti, īpašību izpēte, raksturlielumu izveidošana. Darba objekti ir dažādas zināmas un jaunizveidotas regulatoru shēmas un regulēšanas vadības principi.

Darba zinātniskā novitāte

Pamatota maiņsprieguma impulsregulēšanas sistēmu aprēķina metode, kas balstīta uz modulēto spriegumu un strāvu pamatharmoniku izmantošanu gan analītiskajos aprēķinos, gan procesu izpētē uz vektoru diagrammu pamata, kurās pamatharmonikas signāli prezentēti vektorialā formā.

Izveidotas vairākas maiņsprieguma impulsregulēšanas shēmas dažādiem slodzes sprieguma un fāzes pielāgošanas sistēmām gan pie barošanas no vienfāzes, gan arī no trīsfāžu avotiem. Izveidota modulētā sprieguma sinusoidālas filtrēšanas tipveida shēma, izpētīti šādas shēmas parametri un to atkarība no savstarpējām parametru izmaiņām uz regresijas statistisko metožu lietojuma pamata.

Darba praktiskā nozīme

Visas jaunizveidotās shēmas un metodes ir praktiski lietojamas praksē un dod iespēju iegūt jaunus tehniskos efektus. Praktiskā izmantošana promocijas darbam ir plaša – gan matemātiski aprakstot procesus un sakarības dažādās regulēšanas shēmās atkarībā no slodzes lieluma, gan citiem ietekmes faktoriem.

Metodes un izmantotie rīki

Galvenā pētniecības metode ir balstīta uz elektromagnētisko procesu padziļinātu matemātisko izpēti, izmantojot elektrotehnikas pamatvienādojumus un maiņstrāvas ķēžu izpētes metodes, rezultātu un aprēķinu pārbaude galvenokārt notiek ar datormodelēšanas metodēm programmās *PSIM* un *MatLab*. Visi matemātiskie aprēķini virzīti uz modulēto signālu pamatharmoniku izteikšanu un tās radīto efektu ietekmes novērtēšanu uz induktīva rakstura elektriskajām ķēdēm.

Aizstāvamās tēzes

1. Modulēšanas procesi jāiedala divās tipveida grupās – ar modulācijas rezultāta vienpolāru un divpolāru ģenerāciju; pirmās grupas rezultāts tiek definēts 1/0 kategorijās, kur 1 stāvoklis maiņsprieguma gadījumā atbilst tā momentānajai vērtībai aktīvajā modulācijas perioda daļā, savukārt divpolārās – tiek definētas -1/+1 kategorijās, kur +1 katrā modulācijas periodā atbilst maiņsprieguma momentānajai vērtībai tieši, -1 atbilst ar reversu polaritāti.
2. Modulējamā sprieguma vai strāvas ietekmi uz citiem sistēmas elementiem nosaka to pamatharmonikas viļņi un to pamatraksturojumi – amplitūdas un efektīvās vērtības, kas savukārt atkarīgas no modulācijas pārslēdzošā elementa galvenajiem darbības raksturojumiem – pārslēgšanas (modulācijas) frekvence un relatīvais aktīvās situācijas ilgums pārslēgšanas periodā (D faktors).
3. Pamatharmonikas viļņi vektoru diagrammās var tikt raksturoti ar attiecīgi mērogotiem vektoriem ar definētiem garumiem un nobīdes leņķiem. Modulēto signālu pamatharmonikas parametrus var noteikt ar Furjē transformācijas metodi analogajiem signāliem.
4. Modulācijas efektu visbiežāk ir izdevīgi veidot ar nemainīgu D faktoru vienā modulējamā maiņsprieguma periodā, modulāciju pret vienu slodzi var veikt gan no vienfāzes gan vairākfāžu maiņsprieguma, turklāt modulācijas slēdža aktīvā stāvokļa intervāla novietojums modulācijas periodā nosaka modulācijas gala efekta veidu.

Autora zinātniskās publikācijas

1. Raņķis, I., Priedītis, M., Staņa, Ģ. Investigation of Direct AC-AC BUCK Converter with Series Injection Transformer. No: 2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2018): Conference Proceedings, Latvija, Rīga, 12.–14. novembris, 2018. Piscataway: IEEE, 2018, 1.–5.lpp. ISBN 978-1-5386-6904-4.
2. Raņķis, I., Priedītis, M. Properties of the AC/AC Buck-Boost Converter. No: 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2017), Latvija, Rīga, 12.–13. oktobris, 2017. Piscataway: IEEE, 2017, 188.–193.lpp. ISBN 978-1-5386-3847-7.
3. Priedītis, M., Raņķis, I. Necessity of Low Range Voltage Stabilization and solution with Transformer Based AC Pulse Modulation System. No: Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE 2015) : Proceedings of the 2015 IEEE 3rd Workshop, Latvija, Rīga, 13.–13. novembris, 2015. Piscataway: IEEE, 2015, 111.–114.lpp. ISBN 978-1-5090-1202-2.

4. Raņķis, I., Priedītis, M., Širkins, D. Transformer Based AC Pulse Modulation System for Voltage Stabilization. No: 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG): Proceedings, Latvija, Rīga, 11.–13. maijs, 2015. Riga: RTU Press, 2015, 600.–605.lpp. ISBN 978-1-4673-7203-9.
5. Raņķis, I., Priedītis, M. Buck Mode Control Methods of the qZS-Resonant DC/DC Converters. No: 19th European Conference on Power Electronics and Applications, Polija, Warsaw, 11.–14. septembris, 2017. Warsaw: 2017, 1.–16.lpp.
6. Investigation of the Effectiveness of Nonlinear Inductor in the AC/DC Node of Three Phase Rectifier; Ivars Raņķis, Mārcis Priedītis, Aigars Vītols; The 7th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE'2019); 2019.

Konferenču ziņojumi

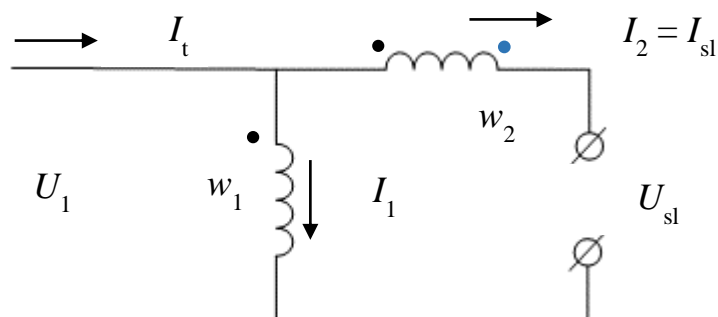
1. 7th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE'2019).
2. 18th International Symposium “TOPICAL PROBLEMS IN THE FIELD OF ELECTRICAL AND POWER ENGINEERING” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III”.
3. 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe).
4. IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2018).
5. 19th European Conference on Power Electronics and Applications; (EPE'17 ECCE Europe).
6. IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2017).
7. 16th International Symposium “TOPICAL PROBLEMS IN THE FIELD OF ELECTRICAL AND POWER ENGINEERING” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III”.
8. 5th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE 2015).
9. 15th International Symposium “TOPICAL PROBLEMS IN THE FIELD OF ELECTRICAL AND POWER ENGINEERING” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III”.
10. IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG 2015).

1. INŽEKCIJAS TRANSFORMATORU PARAMETRU IZPĒTE SPRIEGUMA REGULĒŠANAS SISTĒMĀS

Lai arī inžekcijas transformatori (IT) ir labi zināmi elektrosistēmu objekti, tomēr to aprakstos zināmajos literatūras avotos regulēšanas īpatnībām visos darbības veidos nav pievērsta pietiekama vērība. Tādēļ, lai atvieglotu vienotu izpratni par darbības veidiem un raksturojumiem, šeit publicēts pārskats un pētījums par regulēšanu raksturojošiem IT parametriem un īpašībām.

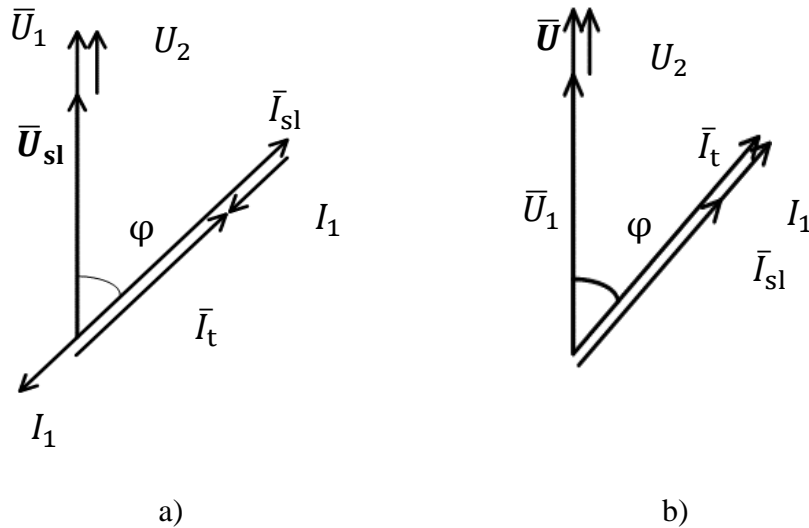
1.1. Inžekcijas transformatoru ķēžu shēmas un to īpašības

Autotransformatora sistēma var tikt uzskatīta par virknes inžekcijas transformatora veidu, turklāt barošanas spriegumu U_1 pieslēdz transformatora primārajam tinumam w_1 , savukārt sekundārais tinums w_2 ar mazāku spriegumu un vijumu skaitu un ar kopēju punktu ar primāro tinumu var tikt ieslēgts virknē (saskaņoti vai arī pretslēgumā) slodzes ķēdē (1.1. att.). Galvenās sakarības var tikt noteiktas, uzskatot abus tinumus par ideāli magnētiski saistītiem, neievērojot transformatora aizvietošanas shēmas parametrus. Tādā gadījumā attiecības starp tinumu spriegumiem un strāvām nosaka tikai koeficients $K = w_2/w_1$, t. i., abu tinumu – sekundārā un primārā – vijumu skaita attiecība. No šī koeficienta ir atkarīga gan IT nominālā jauda pret slodzes nominālo jaudu, gan arī slodzes sprieguma izmaiņu diapazons.



1.1. att. Virknes inžekcijas transformators ar tinumu pretslēgumu (neņemot vērā zilo punktu) / saskaņoto slēgumu (ņemot vērā zilo punktu).

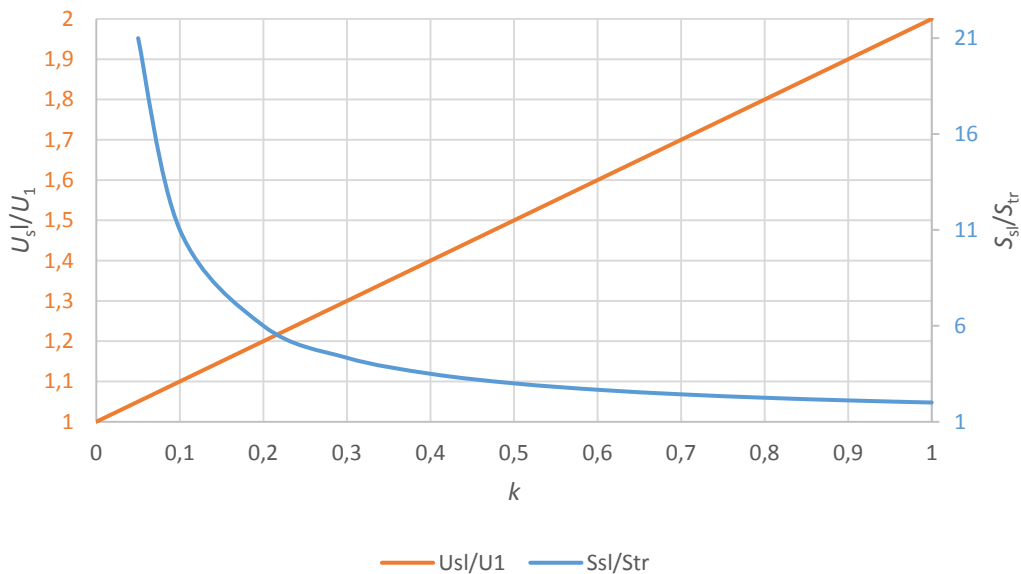
Abiem slēgumiem – pretslēgumam un saskaņotajam – atbilstošās vektoru diagrammas redzamas 1.2. attēlā. Pretslēgumā (*Down* – samazinošs) primārā tinuma strāva, kas ir K daļa no slodzes strāvas, ir pretēji virzīta, un rezultātā no avota tiek patērēta mazāka strāva I_t par slodzes strāvu.



1.2. att. IT ar pretslēgumā (a) un saskaņotajā slēgumā (b) slēgtiem tinumiem vienkāršotas vektoru diagrammas.

Saskaņotajā slēgumā (Up slēgums) primārā tinuma strāva sakrīt fāzē ar slodzes strāvu, un rezultātā no avota patērētā strāva ir lielāka par slodzes strāvu.

Saskaņoto slēgumu raksturojošās sakarības



1.3. att. IT saskaņotā slēguma shēmu raksturojošās diagrammas.

IT nominālā jauda ir sekundārā tinuma nominālā sprieguma reizinājums ar slodzes nominālo strāvu, $U_2 = KU_1$ un K ir mazāks par 1 (parasti kompensācijas uzdevumos tikai 0,05...0,25), savukārt slodzes spriegums atkarībā no saskaņotā slēguma vai pretslēguma ir $U_{sl} = U_1(1 + K)$ vai attiecīgi $U_1(1 - K)$, tad transformatora jauda ir aptuveni K reīzu mazāka par slodzes jaudu, un tas ir arī galvenais IT lietošanas efektivitātes pamats. 1.3. attēlā redzams, kā slodzes spriegums un transformatora jauda saskaņotajā slēgumā ir atkarīga no

pieņemtā K . Kā redzams, ja $K = 0,1$, tad slodzes spriegums ir par 10 % lielāks par avota spriegumu, savukārt transformatora jauda ir apmēram 10 % no slodzes jaudas.

Transformatora primārā tinuma strāva ir K -tā daļa no slodzes strāvas, tāpēc ir skaidrs, ka pie maziem K ir izdevīgi regulējošās darbības veikt primārā tinuma ķēdē, kaut arī tās spriegums ir augsts. No otras puses, kaut arī sekundārajā tinumā ir liela strāva, spriegums ir mazs, kas arī faktiski nosaka to, ka regulēšana efektīvi varētu tikt veikta sekundārā tinuma ķēdē.

1.2. Inžekcijas transformatora reālo parametru ietekme uz sistēmas sakarībām

Lai aprēķinos un pētījumos ņemtu vērā reālu inžekcijas transformatora (IT) modeli, nepieciešams izveidot konkrētu IT paraugu ar definētu jaudu, veikt tā aizvietošanas shēmas parametru aprēķinu un tos ieviest iegūtajās aprēķinu sistēmās. Taču ir iespējams arī aptuveni novērtēt aizvietošanas shēmas parametrus. Piemēram, tinumu pretestības noteikt no reālajiem zudumiem transformatora tinumos, kas aptuveni nosakāmi pēc lietderības koeficienta, uzskatot, ka visi zudumi ir tikai elektriskie. Tad primārā tinuma pretestība nosakāma no sakarības

$$I_1^2 R_1 + \frac{I_1^2}{K^2} R_1 K^2 = I_{\text{idN}} K U_1 (1 - \eta), \quad (1.1.)$$

kur η – lietderības koeficients, kas tuvinātos aprēķinos var tikt pieņemts kā 0,95. Tad primārā tinuma pretestība aprēķināma kā

$$R_1 = \frac{0,05 U_1}{2 K I_{\text{idN}}} = \frac{0,025 U_1^2}{S_{\text{trN}}}, \quad (1.2.)$$

kur I_{idN} – nominālā slodzes strāva;

S_{trN} – transformatora nominālā jauda.

Piemēram, ja $K = 0,1$, $U_1 = 230$ V, $I_{\text{idN}} = 5$ A, t. i., transformatora nominālā jauda ir ap 115 VA, tad primārā tinuma pretestībai jābūt 11,5 Ω . Tikpat liela būs uz primāro tinumu reducētā sekundārā tinuma pretestība.

Savukārt tinumu induktivitātes var aptuveni noteikt no īsslēguma eksperimenta aprēķiniem, pieņemot īsslēguma sprieguma (angļu val. – *impedance voltage*) attiecību $U_K^* = 0,09$ (šāds lielums ir rekomendēts tuvinātiem aprēķiniem). Tad

$$L_1 + L_2 = \frac{0,09 K U_1}{2 \pi f I_{\text{idN}}} = \frac{0,09 K^2 U_1^2}{2 \pi f S_{\text{trN}}}, \quad (1.3.)$$

ievērojot, ka $L_1 = L_2 / K^2$, primārā tinuma induktivitāte ir $(1 + K^2)$ reižu mazāka par summu, savukārt uz primāro tinumu reducētā sekundārā tinuma induktivitāte būs tikpat liela kā L_1 . Piemēram, ja $K = 0,1$, $U_1 = 230$ V, $f = 50$ Hz, $I_{\text{idN}} = 5$ A, tad primārā tinuma induktivitāte $L_1 = 1,32$ mH.

Magnetizējošās ķēdes induktivitāti var noteikt no tukšgaitas eksperimenta: tukšgaitas strāva, kas ir aptuveni 0,1 no transformatora nominālās strāvas, iet caur magnetizējošo induktivitāti, tādēļ tā nosakāma kā

$$L_m = \frac{U_1}{0,1 I_{IdN} 2\pi f K} \quad (1.4.)$$

Piemēram, ja $K = 0,1$, $I_{IdN} = 5$ A, tad $L_m = 14,7$ H.

Lai pārbaudītu pieņemto transformatora parametru ietekmi uz modelēšanas rezultātiem, tika veikta datormodelēšana ar $K = 0,1$ dažādiem transformatora tinumu parametriem un visos trīs gadījumos (RL slodze, RL slodze, vienfāzes tilta taisngriezis TG), pieņemot slodzes strāvas efektīvo vērtību 5 A līmenī. Šādi pētījumi uzrādīja, ka lielākās kļūdas veidojas, modeļos neprecīzi uzstādot magnetizēšanas induktivitātes vērtības (1.1. tab.).

1.1. tabula

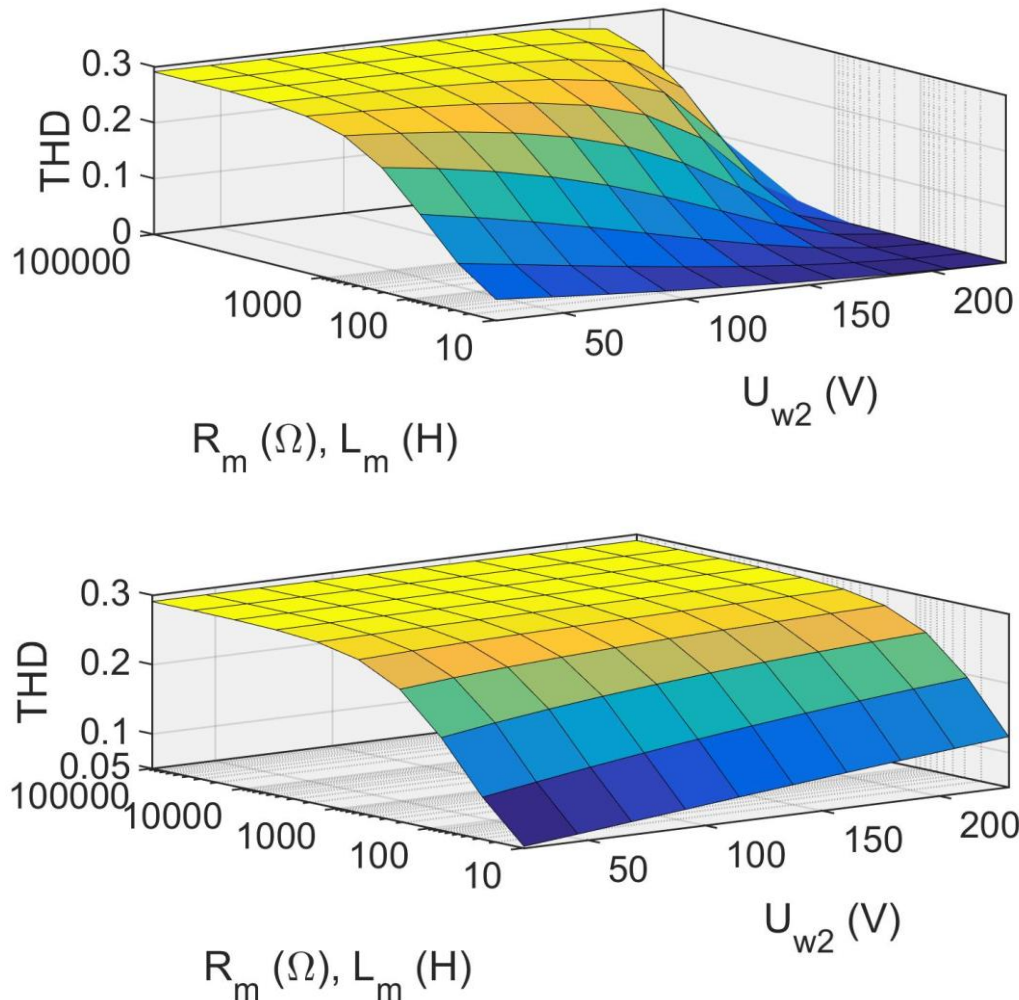
Datormodelēšanas rezultāti pie dažādām transformatora tinumu pretestībām un izkliedes induktivitātēm

Shēmas slodzes veids; transf. parametri	Magnēt. induktivitāte	Slodzes strāvas <i>rms*</i> , A	Avota strāvas <i>rms</i> , A	Prim. tin. strāvas <i>rms</i> , A	Jaudas koef. <i>P/S</i>	Strāvu <i>THD</i>
Rezistīva (transf. <i>R, L</i> aprēķina)	14,7 H	5,02	4,52	0,509	$PF_1 = 0,989$ $PF_2 = 1$	0
Rezistīva (trans. <i>R, L</i> 100× mazāki)	14,7 H	5,04	4,55	0,512	$PF_1 = 0,989$ $PF_2 = 1$	0
RL slodze (trans. <i>R, L</i> apr.)	14,7 H	5,01	4,54	0,489	$PF_2 = 0,928$ $PF_1 = 0,925$	0
RL slodze (transf. <i>R, L</i> 100× mazāki)	14,7 H	5,02	4,55	0,487	$PF_2 = 0,927$ $PF_1 = 0,925$	0
TG ar RL slodzi (trans. <i>R, L</i> apr.)	14,7 H	5,04	4,55	0,488	$PF_1 = 0,957$ $PF_2 = 0,959$	$THD_2 = 0,1884$ $THD_1 = 0,188$
TG ar RL slodzi (100× mazāki transf. <i>R, L</i>)	14,7 H	5,05	4,56	0,487	$PF_1 = 0,958$ $PF_2 = 0,94$	$THD_2 = 0,1883$ $THD_1 = 0,189$

* Vidējā kvadrātiskā vērtība.

Kā redzams, ja tiek uzstādīta atbilstoša lieluma transformatora magnetizējošā induktivitāte, kas pēc aprēķiniem ir 14,7 H, tad transformatora tinumu pretestības un izkliedes induktivitātes izmaiņas simtkārtējā diapazonā zem aprēķina vērtībām praktiski nekādi neietekmē aprēķinu galvenos rezultātus – strāvu efektīvās vērtības un patērētās un realizētās jaudas kvalitātes parametrus – strāvu *THD* (angļu val. – *Total Harmonics Distortion indicator*) un jaudas koeficientus *PF*.

Padziļināti pētot strāvas THD un no avota patērētās jaudas P/S faktoru (jaudas koeficientu), novērojams, ka THD atkarībā no parametriem abās IT sistēmās ($Down$ un Up slēgumos) ir zem 0,3, kas ir samērā labs indikators (1.4. att.), turklāt šis parametrs ir labāks pie mazākām L_m .



1.4. att. Avota strāvas THD atkarība no transformatora magnētizējošās inuktivitātes L_m un šīs ķēdes zudumu pretestības R_m gadījumam ar vienfāzes tiltveida taisngrieža slodzi ar R, L slodzi tā izejā; augšējā diagramma – $Down$ slēgumam, apakšējā – Up slēgumam.

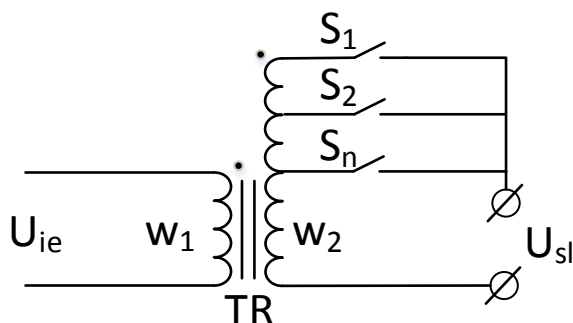
Padziļināta izpēte rāda, ka magnetizēšanas inuktivitātes uzstādīšanai ir liela nozīme patērētās un realizētās jaudas kvalitātes novērtējuma. 1.4. attēlā redzamas iegūtās strāvu THD atkarības diagrammas no magnētizējošās ķēdes inuktivitātes un tās magnētisko zudumu ekvivalentās rezistances R_m lieluma. Redzams, ka pie konstanta K , jo lielāki L_m un R_m , jo THD ir sliktāks. Diagrammas iegūtas, atkārtoti veicot datormodelēšanu ar dažādiem parametriem.

1. nodaļas kopsavilkums

1. IT sekundārajā tinumā plūstošās strāvas vērtība ir tāda pati, kā slodzes strāva, taču primārā tinuma strāva ir atkarīga no uzstādītā vijumu attiecības koeficienta $K = w_2/w_1 < 1$. Jo mazāks tas ir, jo mazāks būs jaudas patēriņš primārajā tinumā un ar to saistītajā regulēšanas shēmā, kas ļauj efektīvi izmantot primārā tinuma ķēdi slodzes jaudas **elektroniskai regulēšanai**. Taču, izmantojot mazāku transformācijas koeficientu K , mazāka ir arī vadības ķēdes ietekme uz slodzes spriegumu, t. i., **samazinās slodzes sprieguma regulēšanas diapazons**.
2. Inžekcijas transformatora nominālo jaudu nosaka sekundārā tinuma spriegums un slodzes strāvas reizinājums, un, ja $K < 1$, tad šī jauda ir mazāka par slodzes pilno jaudu S_{sl} . Jo mazāks K , jo transformatora nominālā jauda ir gandrīz K reižu mazāka, taču samazinās slodzes sprieguma regulēšanas relatīvais diapazons, kas ir $2K$. No barošanas avota patērētā un slodzē realizētā maiņspriegumu S jaudas ir vienādas, šo jaudu kvalitātes rādītāji – jaudas koeficients P/S un harmonisko kropļojumu faktors THD – abām jaudām ir praktiski vienādi.
3. Kā uzrāda datormodeļu pētījumi, galvenā nozīme modeļa adekvātumam ir IT magnetizējošās induktivitātes korekts uzstādījums, ja tas ir par mazu, tad transformatīvā saite tiek pavājināta; pārējo parametru variācijām nav pārāk lielas nozīmes.

2. INŽEKCIJAS TRANSFORMATORU SPRIEGUMU DISKRĒTĀ UN MODULĒTĀ REGULĒŠANA PRIMĀRĀ TINUMA ĶĒDĒ AR SPRIEGUMA PERIODĀ NEMAINĪGU ELEKTRONISKO SLĒDŽU D FAKTORU

Tradicionālajās sistēmās pieņemts realizēt transformatora tinumu pārslēgšanu ar mehāniskiem vai elektromehāniskiem slēdžiem, tā veicot slodzes sprieguma diskreātu regulēšanu. Regulēšana nav plūstoša, kontaktu slēdžu darba režīmi ir smagi, regulēšanas kvalitāte – slikta. Sprieguma regulēšanas shēma ar transformatora sekundārā tinuma izvadu pārslēgšanu, kas ļauj realizēt diskreātu sprieguma regulēšanu sistēmas izejā, redzama 2.1 attēlā.



2.1. att. Transformatora diskreātā sprieguma regulēšanas shēma.

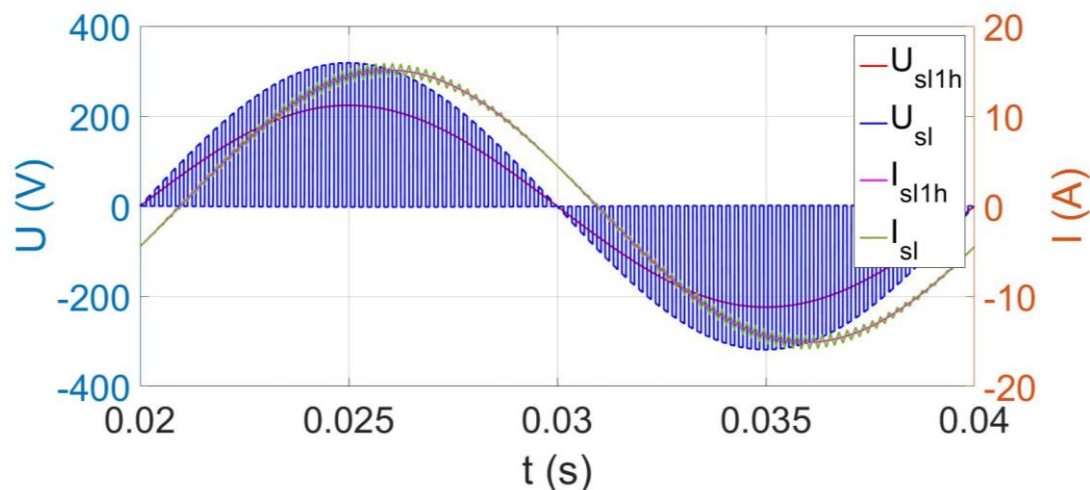
Shēmas, kas šādā veidā regulē sprieguma līmeni, ir aprakstītas vairākos rakstos [15]–[18]. Tās parasti ir radītas nolūkā aizstāt konvenciālos elektromehāniskos sprieguma regulatorus to lēnās darbības un dzirksteļošanas dēļ (pārslēgumu brīžos). Parasti kā slēdži tiek izmantoti tiristori vai simistori to strāvas izturības un spriegumizturības dēļ. Shēmas ir pētītas nolūkā tās izmantotot sprieguma līmeņa uzstādīšanai zemsprieguma sadales punktos [16], [17] vai vīdsprieguma sadales vietās [15].

Ieejas un izejas spriegumus saista sakarība

$$U_{iz} = K_n U_{ie}. \quad (2.1.)$$

2.1. Aprēķini ķēdēs ar sinusoidāliem un ar AC slēdžiem modulētiem spriegumu un strāvu signāliem

Jēdziens “vektoru diagramma” ir attiecināms uz sinusoidāliem signāliem. Gadījumos, kad notiek šo signālu modulēšana, vektoru diagrammas nevar uzzīmēt apskatāmo mainīgo signālu attēlošanai nekustīgā koordinātu sistēmā. Taču, ja tiek izmantota metode, kuras pamatā ir modulētā signāla efektīvās vērtības izmantošana jauna sinusoidāla nemodulētu signāla ģenerēšanai (kas ir pamatharmonikas signāls), tad šo jauno signālu var attēlot vektoru diagrammā (2.2. att.).



2.2. att. Modulēto signālu aizstāšana ar sinusoidāliem signāliem. jI_{sl} un jU_{sl} – vektoru diagrammās izmantotie strāvas un sprieguma signāli (modulēto signālu pamatharmonikas). Šeit modulējamā sprieguma amplitūda ir 320 V, $f = 50$ Hz, $D = 0,5$, $R = 10 \Omega$, $L = 10$ mH.

Modulētā sprieguma pamatharmonikas līkne komponējas no sprieguma vidējām vērtībām katrā secīgajā modulēšanas intervalā – tas nozīmē, ka 2.2. attēlā redzamajai modulētajai līknei ar $D = 0,5$ katrā modulācijas periodā pamatharmonikas līkne $u_{(1)} = Du = DU_m \sin \omega t$, kur U_m – avota sprieguma (modulējamā) amplitūdas vērtība, $\omega = 2\pi f$, f – šī sprieguma frekvence (promocijas darba pētījumos $f = 50$ Hz).

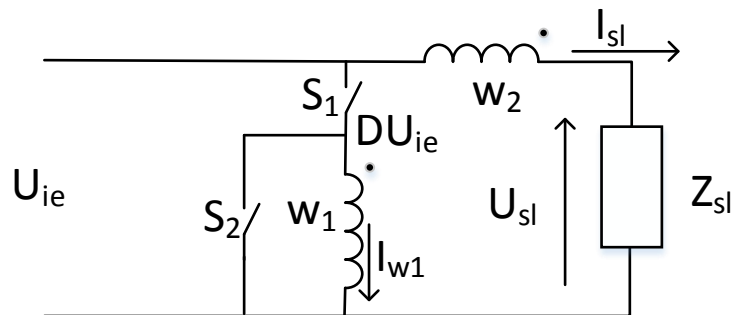
Šī modulētā sprieguma pamatharmonika ar modulēto spriegumu barotā rezistīvi inductīvā ķēdē veido praktiski sinusoidālu strāvu ar attiecīgiem momentānās strāvas vēzieniem sprieguma impulsa un pauzes laikos (pauzes laikā – virzienā uz nulli, impulsa – virzienā uz sprieguma impulsa virsotni – pozitīvo un negatīvo). Šīs strāvas pamatharmonikas amplitūda un efektīvā vērtība attiecīgi ir $I_{(1)m} = DU_m/Z$, efektīvā vērtība $I_{(1)} = DU_m/(\sqrt{2}Z)$, kur Z ir RL ķēdes impedances. Ja ķēdes laika konstante ir 3–5 reizes lielāka par modulācijas periodu, t. i., $L/R = (3 \dots 5) \cdot (1/f_m)$, kur f_m ir modulācijas frekvence (parasti vairākus kilohercus liela), tad momentānās strāvas vēzieni ir niecīgi pret strāvas pamatharmoniku un tos var neievērot. 2.2. attēlā slodzes strāvas efektīvā vērtība (mērīta ar ampērmetru) ir $I_{sl} = 10,8$ A, $Z = 10,48 \Omega$, modulētā sprieguma pamatharmonikas efektīvā vērtība ir $U_{(1)ef} = 113,18$ V, savukārt šīs pamatharmonikas aprēķinātā amplitūda ir 160 V, tātad pilnīgi atbilstoši aprakstītajam pieņēmumam.

Minētais piemērs pierāda, ka ir pamatota modulētās maiņsprieguma pamatharmonikas iegūšana, izmantojot vidējo spriegumu modulācijas intervālos secīgas komponēšanas maiņsprieguma periodā metodi. Savukārt, ņemot vērā to, ka modulētā sprieguma pamatharmonikas tieša mērīšana ar mērinstrumentiem nav veicama, jo tā savā ziņā ir *mean wave* (iedomu vilnis), tad var izmantot netiešu mērīšanu, izmantojot RL mērķēdi ar definētu Z pieslēgšanu modulētajam spriegumam; mērīta šīs ķēdes efektīvā strāva un tās reizinājums ar Z ir sprieguma pamatharmonikas efektīvā vērtība. Kā jau teikts, ķēdes laika konstantei jābūt 3...5 reizes lielākai par modulācijas periodu.

2.2. Maiņstrāvas slēdžu darbība IT primārajos tinumos

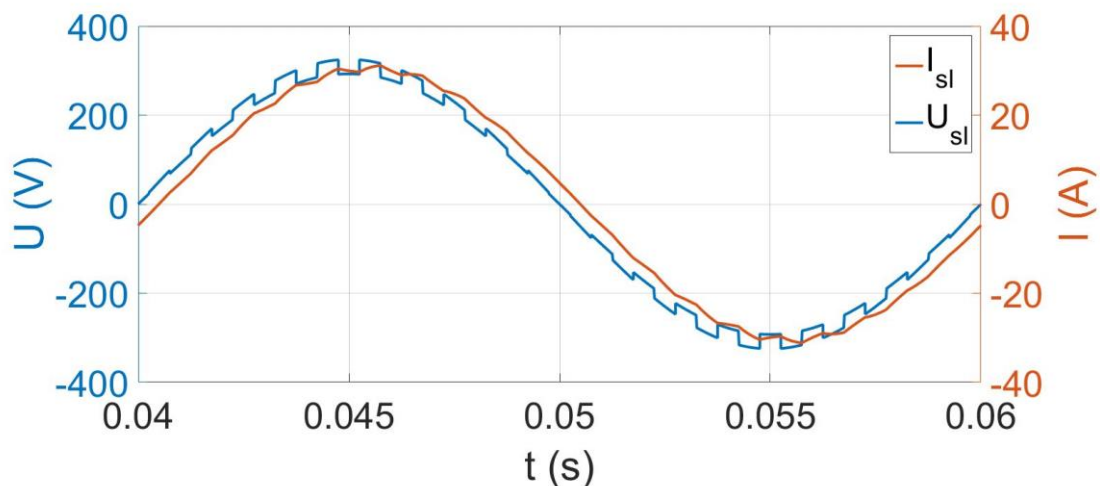
2.2.1. Modulatora buck darbība ar primārā tinuma D regulēšanu

Ja IT primārais tinums tiek regulēts tā, ka tas tiek periodiski pieslēgts avotam un pēc tam atslēgts (2.3. att.), vienlaikus to nullējot, tad tiek uzskatīts, ka tas tiek **vienpolāri** regulēts ar pieslēgšanas aizpildījuma koeficienta D maiņu. D faktors ir slēdža aktīvā stāvokļa intervāla pārslēgšanas periodā attiecība pret šo periodu. **Vienpolāri** – šeit nozīmē, ka pārslēgšanas periodā tinuma spriegums nemaina polaritāti – ieejas sprieguma pozitīvajā periodā tas ir pozitīvas polaritātes un nulle, negatīvajā – negatīvas polaritātes un nulle.



2.3. att. Slodzes sprieguma **vienpolārā** regulēšana ar IT un nemainīgu aizpildījuma koeficientu D .

Šādā shēmā slēdži S_1 un S_2 darbojās pamīšus, izejā veidojot “meandra” formas signālu (2.4. att.), ja slodze nav tikai aktīva, tad strāvas signāls, protams, fāzē ir nobīdīts no sprieguma signāla. $U_{ie} = 230$ V, $w_2/w_1 = K = 0,1$, $R_{sl} = 10$ Ω , $L_{sl} = 5$ mH. Labākas signālu formas attēlojamības nolūkā modulācijas frekvence ir izvēlēta zema – 500 Hz. Šādu shēmu modulācijas frekvence parasti pārsniedz vairākus kilohercus.



2.4. att. Aktīvi induktīvas slodzes sprieguma un strāvas līkne.

Vienpolārā modulācijā IT primārā tinuma sprieguma pamatharmonikas līkne veidojas kā D . U_1 un šī līkne veic transmisiju caur transformatora tinumiem uz slodzes ķēdi, kur

spriegums atkarīgs no transformatora K un D reizinājuma, t. i., attēlā redzamā **saskaņotā** slēguma shēmā slodzes spriegums veidojas kā

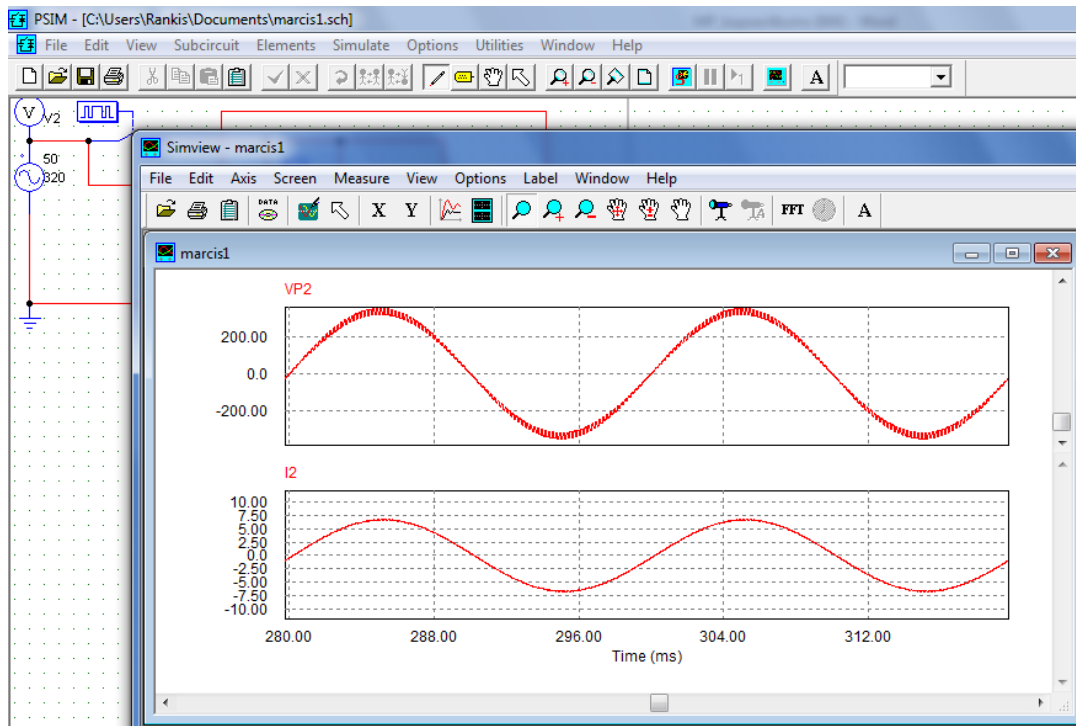
$$U_{sl} = U_1(1 + KD),$$

taču, ja lietots tinumu pretslēgums, tad

$$U_{sl} = U_1(1 - KD).$$

Piemēram, ja $K = 0,1$ un $U_1 = 230$ V, tad saskaņotā slēgumā var spriegumu plūstoši mainīt ar D izmaiņu no 230 V pie $D = 0$ līdz 253 V pie $D = 1$. Savukārt pretslēgumā pazemināt līdz 207 V.

Pie $D = 0,5$ ar $K = 0,1$ un $U_1 = 225$ V saskaņotā slēgumā uz slodzes ar $R = 50$ Ω , $L = 10$ mH tiek iegūta sprieguma efektīvā vērtība 237,2 V un efektīvā strāva ar praktiski pilnīgi sinusoidālu strāvas līkni 4,75 A (pēc aprēķiniem 4,73 A). Mērītā slodzes sprieguma līknes THD vērtība pie $f_m = 5$ kHz bija 0,1.



2.5. att. Slodzes sprieguma un strāvas modulācija pēc IT un modulācijas ietekmes.

2.3. Modulatora *buck* darbība ar primārā tinuma *PWM* tiešo regulēšanu

2.3.1. Divpolārā modulācija AC ķēdēs

Kad ST ieslēgti (D intervāls), tad $U_{sl} = U_1$, kad SR ieslēgti ($1 - D$ intervāls), tad $U_{sl} = -U_1$ (2.6. att.). Ja pusperioda laikā D ir konstants un tātad arī $1 - D$, veidojas divas katra slēdža radītās pamatharmonikas, kas veido slodzes sprieguma pamatharmoniku:

D intervāls (tiešais pieslēgums) rada pamatharmonikas tiešo vilni

$$u_{slD} = DU_{1m} \sin \omega t. \quad (2.2.)$$

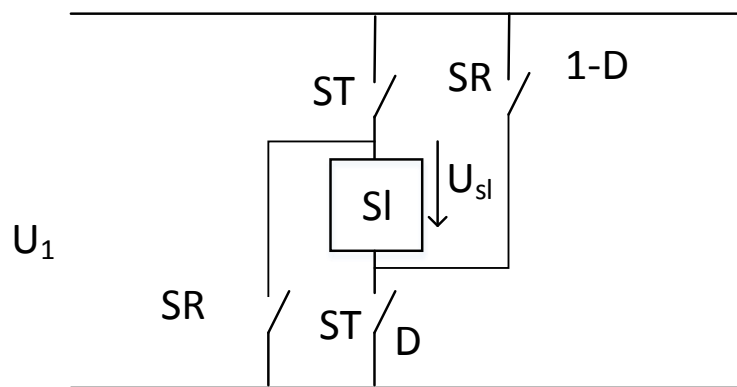
Savukārt $(1 - D)$ intervālā (reversais pieslēgums) veidojas reversais vilnis

$$u_{sl(1-D)} = -(1 - D)U_{1m}\sin\omega t. \quad (2.3.)$$

Kopumā uz slodzes veidojas rezultējošā pamatharmonika

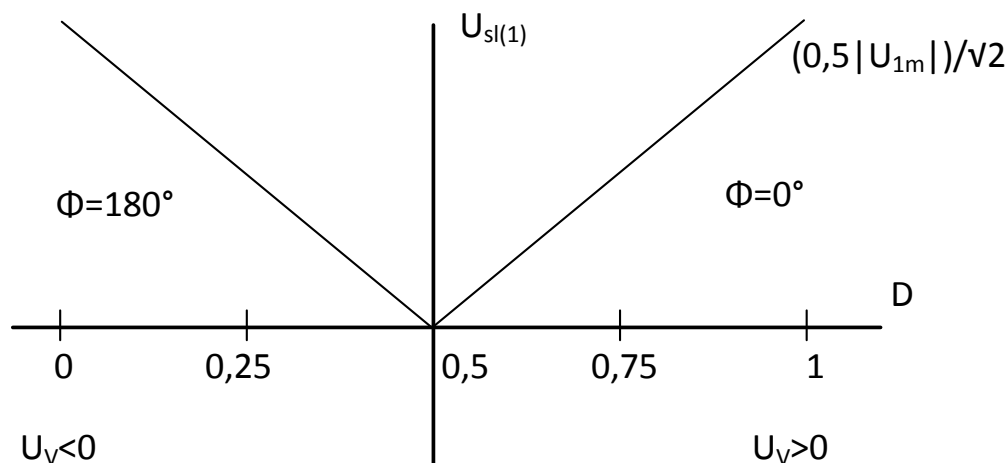
$$\begin{aligned} u_{sl(1)} &= u_{slD} + u_{sl(1-D)} = U_{1m}\sin\omega t(D - 1 + D) = \\ &= (2D - 1)U_{1m}\sin\omega t. \end{aligned} \quad (2.4.)$$

Ja $D > 0,5$, tad fāze starp $U_{sl(1)}$ un U_1 ir nulle, jo tiešais pieslēgums modulācijas periodā ir ilgāks, savukārt, kad $D < 0,5$, šī fāze ir 180° , jo reversais pieslēgums ir ilgāks, t. i., mainot D attiecībā pret vērtību $D = 0,5$, slodzes spriegums var būt gan fāzē, gan pretfāzē ar U_1 . Ja $U_{sl(1)}$ izmanto kā reaģējošo spriegumu citā sistēmā, tad šī īpašība nodrošina reakcijas reversitāti.



2.6. att. Divpolārās modulācijas principa realizācijas shēma.

Izejot no D izmaiņām, iegūst 2.7. attēlā redzamo regulēšanas līkni – slodzes sprieguma pamatharmonikas efektīvā vērtība kā funkcija no D .

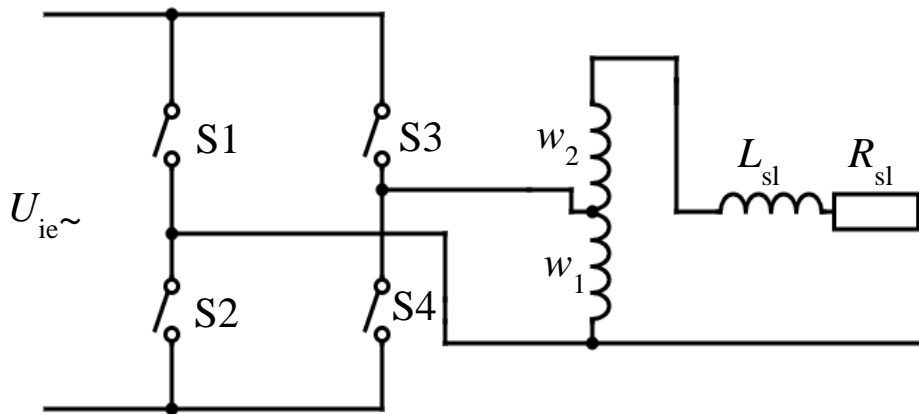


2.7. att. Regulēšanas līkne slodzes spriegumam un fāzei atkarībā no avota sprieguma.

Ja, piemēram, kā slodzi izmanto IT primāro tinumu w_1 , kas saistīts ar sekundāro tinumu w_2 ar koeficientu $K = w_2/w_1$ un abi tinumi slēgti saskaņoti (2.8. att.), tad pie $D < 0,5$ reāli sekundārais tinums darbojas pretfāzē un notiek IT slodzes sprieguma samazināšana:

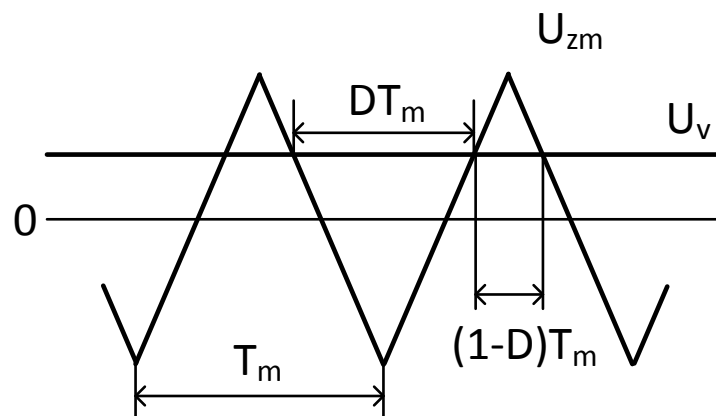
$$U_{slIT} = U_1 + U_1K(2D - 1), \quad (2.5.)$$

savukārt pie $D > 0,5$ slodzes spriegums pieaug virs avota sprieguma efektīvās vērtības.



2.8. att. Divpolārās modulācijas slēgums ar IT U_p slēgumā.

Ieslēgšanas attiecību D var mainīt, salīdzinot divpolāro zāģspriegumu u_z , kura frekvence ir f_m , ar līdzsprieguma veida vadības spriegumu U_v (2.9. att.).



2.9. att. D iegūšana, salīdzinot zāģspriegumu ar līdzspriegumu.

Zāģsprieguma frekvence f_m ir daudzkārt augstāka par avota U_1 sprieguma frekvenci $f_m \gg f_1$. Parasti to pieņem vairākos kilohercos.

Kad $U_v > U_z$, tiek veidoti vadības signāli uz tiešās pieslēgšanas slēdžiem ST, kad $U_v < U_z$, tad uz reversā pieslēguma slēdžiem SR. Tiešā pieslēguma intervāla relatīvais ilgums modulācijas periodā $T_m = 1/f_m$ ir

$$D = 0,5 \left(1 + \frac{U_v}{U_{zm}} \right), \quad (2.6.)$$

reversā pieslēguma

$$1 - D = 0,5 \left(1 - \frac{U_v}{U_{zm}} \right), \quad (2.7.)$$

kur U_{zm} ir zāģsprieguma amplitūda. Parasti U_{zm} ir 10–20 V un, ja, piemēram, $U_{zm} = 10$ V, tad U_r var mainīt starp -10 V un $+10$ V. Kad $U_v = 0$ V, $D = 0,5$ un modulatora slodzes pamatharmonikas efektīvā vērtība ir 0.

Lai pārbaudītu principu, izveidots šādas sistēmas datormodelis ar $U_1 = 230 \text{ V}$, $K = 0,1$, $U_{zm} = 10 \text{ V}$, $f_m = 5 \text{ kHz}$. Atkarībā no vadības sprieguma iegūtas šādas IT slodzes sprieguma pamatharmonikas vērtības (2.1. tab.).

2.1. tabula

Spēka ķēdes parametri atkarībā no uzdotā vadības signāla

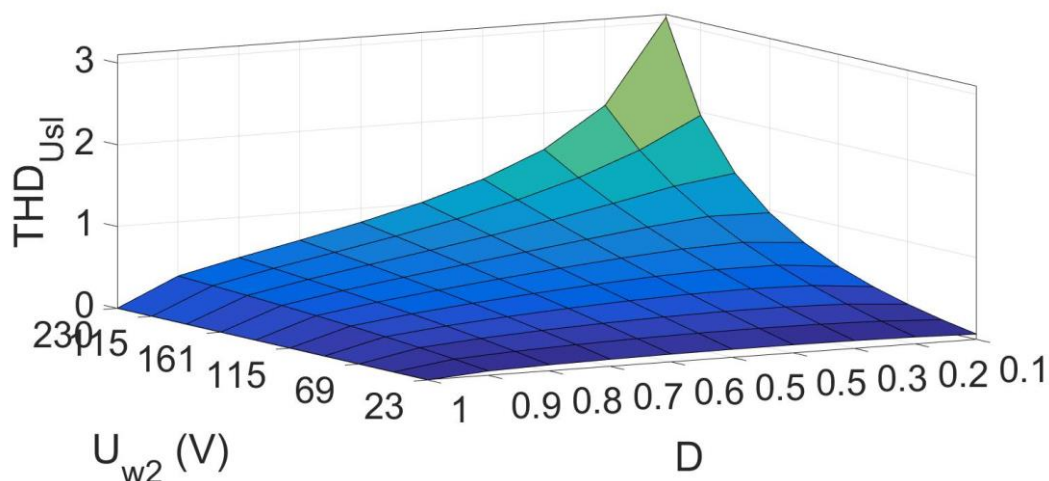
U_v	+5	-5	-10	+10
D	0,75	0,25	0	1
U_1	162,6	162,6	162	162,6
$U_{sl(1)}$	169,1	153,0	146,4	178,9
apr. $U_{sl(1)}$	170,7	154,6	146,1	179,9

Kā redzams, divpolārā modulācija ir nodrošinājusi regulēšanas reversitāti bez slēguma shēmas izmaiņas, kas ir liela sistēmas priekšrocība – neatkarīgi no IT tinumu savstarpējā slēguma var regulēt slodzes spriegumu gan uz augšu, gan uz leju no avota sprieguma līmeņa.

Var secināt arī to, ka vienkāršās aprēķinu formulas dod ļoti labu sakrītību ar eksperimentāli noteiktajiem lielumiem.

Tomēr šī regulēšanas metode rada lielākas sprieguma pulsācijas uz slodzes nekā iepriekš apskatītā metode. Līdz ar to, ja ir nepieciešams bezpulsāciju slodzes spriegums, tad būtu jāizmanto lielāki filtri nekā citkārt.

Slodzes sprieguma THD atkarība no IT izejas sprieguma un aizpildījuma koeficienta D redzama 2.10. attēlā. Kā redzams, THD ir ļoti labs, taču pieaug līdz ar D samazinājumu (sevišķi pie lielākiem K).



2.10. att. Slodzes sprieguma THD atkarībā no IT sekundārā tinuma sprieguma efektīvās vērtības un aizpildījuma koeficienta D .

2.4. Maiņsprieguma momentāno vērtību krasu izmaiņu noteikšanas metodes

Sprieguma traucējumu noteikšanas metodes ir plaši pētītas. Spriegumu iekritienu noteikšanas metodes ir aprakstītas [52]–[54]. Populāras ir vairākas metodes.

1. Maksimālās vērtības reģistrēšanas metode – šīs metodes pamatā ir pievadsprieguma viļņa gradienta du/dt un amplitūdas vai maksimālās vērtības meklēšana. Brīdī, kad viļņa gradients ir nulle, tiek veikta salīdzināšana ar iepriekš noteikto vērtību. Vadības sistēma var tikt iestatīta, piemēram, tā, lai tā signalizē par traucējumu, kas atšķiras no uzdotās vērtības par 5 %.

$$\text{Gradients} = \frac{U_t - U_{t-\Delta T}}{\Delta T}, \quad (2.8.)$$

kur U_t ir sprieguma vērtībai laika momentā t , $U_{t-\Delta T}$ – sprieguma vērtība laika momentā $t - \Delta T$. Izmantojot šo metodi, tiek atgriezts traucējuma lielums, tā sākšanās un beigu laiks.

Šīs metodes trūkums ir tāds, ka var nākties gaidīt līdz pat pusei no cikla, līdz kļūst pieejama informācija par sprieguma traucējuma izmēru, kā arī signāla troksnis var sniegt nepatiesu informāciju par traucējumu. Šī metode nesniedz informāciju par fāzes nobīdes leņķa maiņu sprieguma traucējuma momentā.

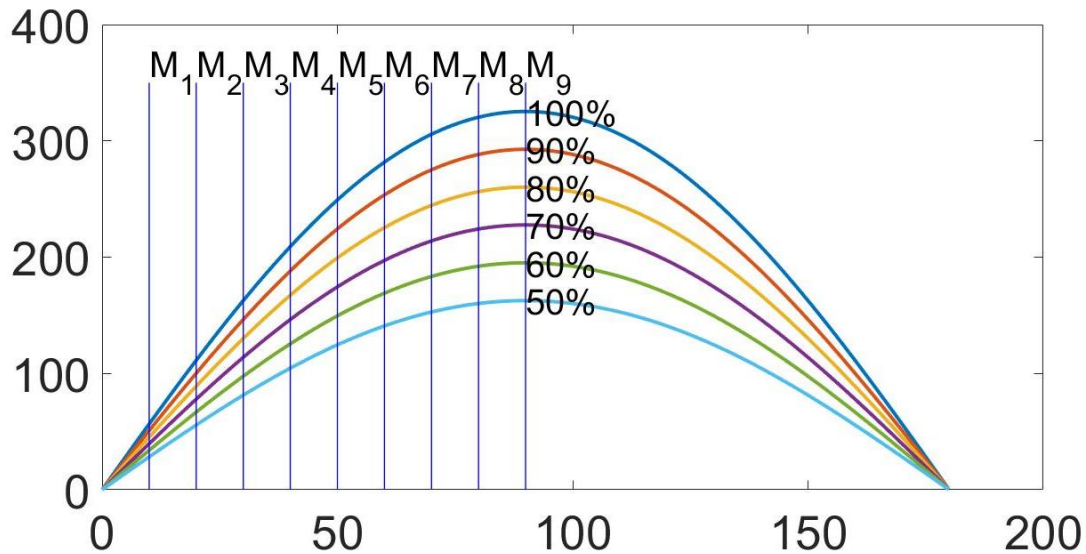
2. Vidējās efektīvās vērtības noteikšanas metode (ikperioda) – šīs metodes pamatā ir tīkla sprieguma vidējās efektīvās vērtības noteikšana un salīdzināšana ar uzdoto vērtību. Tīkla sprieguma vidējā efektīvā vērtība ir nosakāma ar šādas vienādības palīdzību:

$$U_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N u^2[j]}, \quad (2.9.)$$

kur N ir punktu skaits, kuros tiek veikti momentānās vērtības lasījumi vienā ciklā, $u[j]$ ir j -tā nolasītā sprieguma vērtība. Jo lielāks ir N , jo precīzāk ir nosakāma U_{ef} .

Šīs metodes trūkums ir tas, ka parādās viena cikla liela laika aizture, iegūstot informāciju par sprieguma traucējumiem, kā arī zemas kārtas harmoniku traucējumi radīs aprēķinu neprecizitātes.

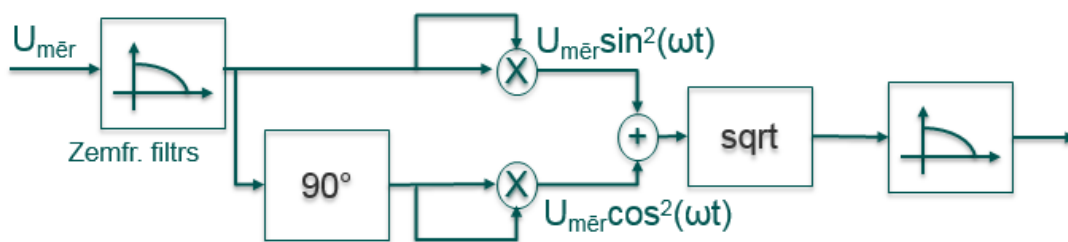
3. Fāzes nobīdes leņķa noteikšanas metode – šīs metodes pamatā ir sprieguma momentānās vērtības mērīšana secīgi vairākas reizes katra ceturtdaļperioda laikā (visa perioda garumā) un salīdzināšana ar uzdotajām vērtībām (2.11. att.).



2.11. att. Fāzes nobīdes metodes ar sprieguma momentānās vērtības secīgu mērīšanu un salīdzināšanu ar uzdotajiem lielumiem.

Šī metode tiek uzskatīta par vienu no ātrākajām sprieguma traucējumu noteikšanas metodēm. Jo biežāk tiek veikti sprieguma mērījumi, jo ātrāk var tikt nolasītas izmaiņas sprieguma vilnī.

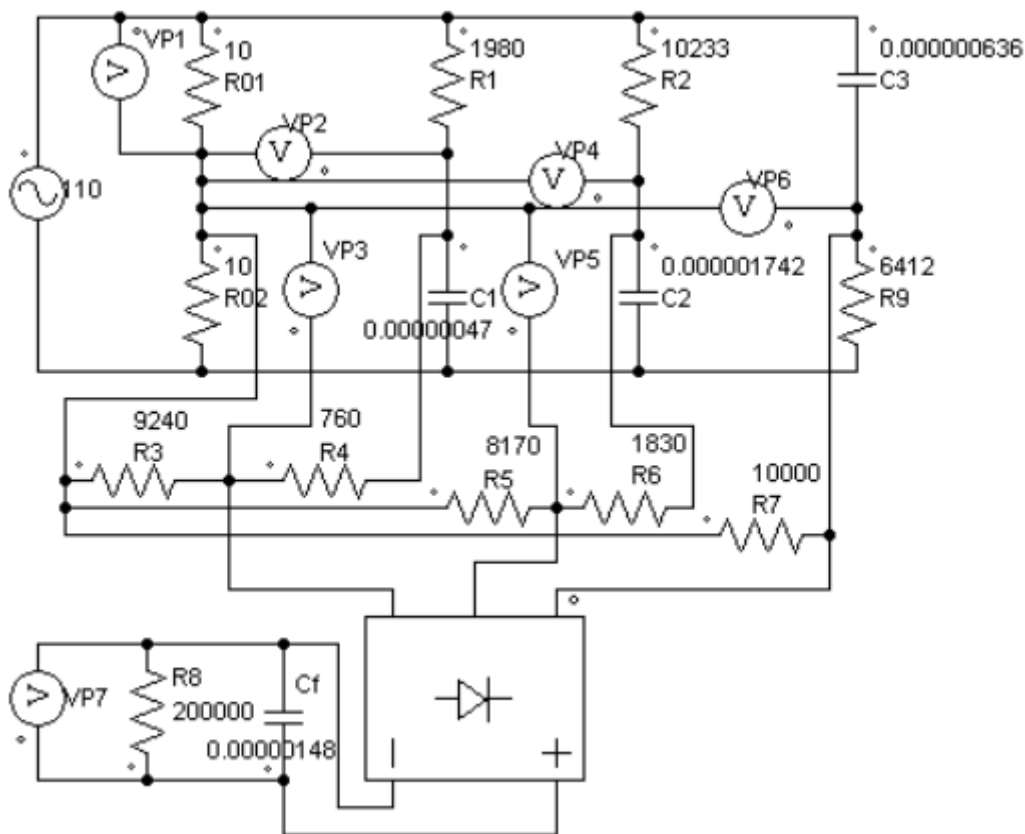
4. Vidējā efektīvās sprieguma vērtības noteikšanas metode (nepārtraukta) – šīs metodes pamatā ir sprieguma viļņa nepārtraukta salīdzināšana ar “perfektu” sprieguma vilni. No ieejas sprieguma nofiltrē traucējumus, tam veic fāzes nobīdi par 90° . Pēc tam, kā redzams 2.12. attēlā, ar Pitagora teorēmas palīdzību apstrādā iegūto sprieguma signālu un iegūst sprieguma vektora garumu.



2.12. att. Vidējā efektīvā sprieguma vērtības noteikšanas shēma.

Šī metode, salīdzinot ar 2. punktā aprakstīto, ievieš daudz mazāku traucējumu novērtēšanas aizturi.

5. Iekritienu noteikšanas metode, kas izstrādāta Rīgas Tehniskajā universitātē [77]. Tā ir metode, ar kuras palīdzību ļoti ātri ir iespējams noteikt sprieguma iekritienus, jo ieejas signāls tiek nobīdīts fāzē vairākas reizes par salīdzinoši maziem leņķiem, un šo nobīdīto signālu amplitūdas tiek savstarpēji salīdzinātas. Rezultātā – pie mazām sprieguma izmaiņām fāzē nobīdītie spriegumi atšķiras, un sprieguma izmaiņa var tikt reģistrēta. Nobīde fāzē tiek veikta ar tā saukto daudzfāžu sensora (angļu val. – *multi-phase sensor*) palīdzību, kas redzams 2.13. attēlā.



2.13. att. Daudzfāžu sensors.

2. nodaļas secinājumi

1. Ja modulāciju veic ar diviem slēdžiem, no kuriem viens pieslēdz tinumu spriegumu, otrs atslēgta tinuma gadījumā nullē tinumu, tad veic nosacīti vienpolāro D modulāciju, kuras rezultātā uz primārā tinuma veido D faktoram proporcionālu modulētā avota sprieguma pamatharmonikas līkni, kuras efektīvā vērtība arī ir proporcionāla faktora D un avota sprieguma efektīvo vērtības reizinājumam.
2. Modulētā strāva pret slodzes un avota strāvu ir maza, tāpēc ietekme uz to harmonisko kvalitāti (THD indikatoru) ir niecīga.
3. Primārā tinuma un attiecīgi arī sekundārā IT tinuma sprieguma harmonisko kvalitāti var uzlabot, modulētā primārā tinuma ķēdē ieviešot LC filtru.
4. Papildus reaktīvo elementu ieviešana aktualizē jautājumu par modulētu AC ķēžu aprēķina metodēm. Darbā parādīts, ka avota AC sprieguma 0/1 modulācijas rezultātā filtra ķēdei pievienotā sprieguma pamatharmonika nosaka strāvu sinusodālās vērtības saistītajās induktīva rakstura ķēdēs, savukārt sinusoidālu strāvas ķēžu modulācija nosaka sinusoidālu sprieguma viļņu parametrus saistītajos kapacitīvajos posmos.
5. Izmantojot minēto pieeju, izveidota vektoru diagramma kompleksajai ķēdei, uz kuras pamata iegūtas izteiksmes galveno šādas ķēdes parametru – sprieguma vērtības uz slodzes kondensatora, droseles strāvas efektīvās vērtības, nobīdes leņķu starp dažādiem spriegumiem un strāvām u. c. – aprēķināšanai.

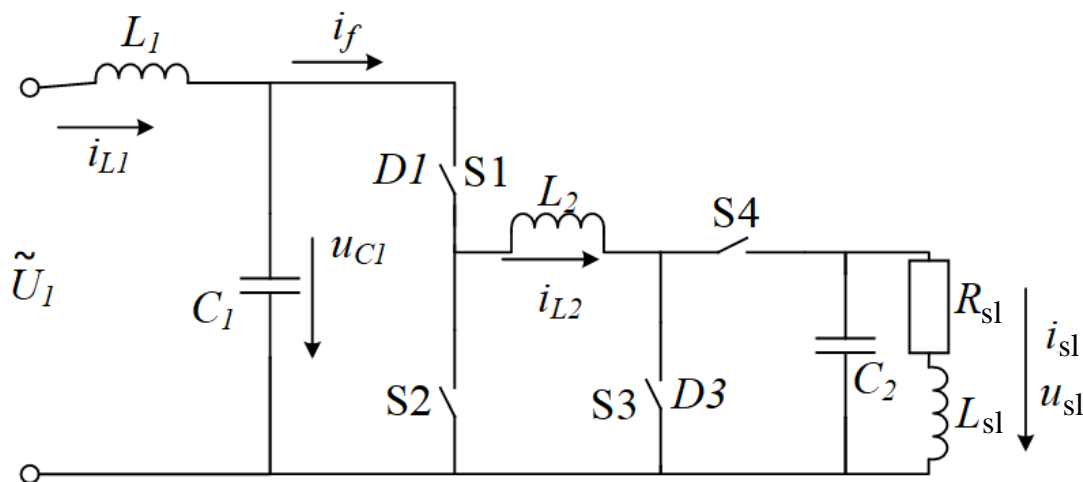
6. Pēc izteiksmēm iegūtie rezultāti ļoti labi sakrīt ar iegūtajiem praktiskajos modeļos, kas pierāda pieejas pamatotību.
7. Filtra sprieguma vērtība ir jutīga pret slodzes palielināšanos uz kondensatoram pievienotās ķēdes, taču, kā uzrāda aprēķinu statistiskā apstrāde pietiekami plašam elementu parametru diapazonam, šo samazinājumu var kompensēt droseles induktivitātes samazinājums līdz ar slodzes pieaugumu, kas panākams, izmantojot nelineāras induktivitātes droseļi.

3. INŽEKCIJAS TRANSFORMATORU IMPULSVEIDA REGULĒŠANAS PANĒMIENU PAPLAŠINĀTI RISINĀJUMI

3.1. AC/AC buck–boost impulsregulatora ieviešanas efektivitāte primārā tinuma ķēdē

Zinātniskajos rakstos daudz ir piedāvāts AC pārveidotāju shēmās izmantot DC/DC risinājumus. Vieni autori piedāvā izmantot tradicionālās buck–boost shēmas, kas DC/DC variantā dod pretēju sprieguma polaritāti izejā [23], bet aizvien vairāk par pamatu tiek ņemti pārveidotāji, kas atļauj iegūt izejā tādu pašu signāla polaritāti, kā ieejā [23]–[25]. Parasti zinātniskajos rakstos tiek aprakstīts darbības princips, sprieguma pastiprinājuma aprakstīšanai tiek lietoti vienkāršoti vienādojumi, parādīti simulāciju un eksperimentu rezultāti. Šīs sadaļas mērķis ir dot ieskatu 3.1. attēlā redzamās shēmas sakarībās.

3.1.1. AC/AC buck–boost izveides principi un darbība

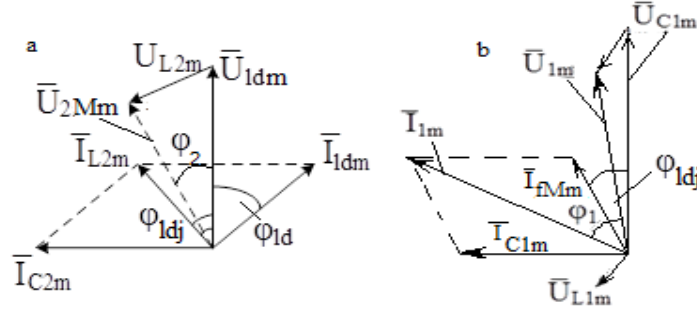


3.1. att. Vienfāzes divvirzienu AC/AC pārveidotājs.

Lai shēma varētu darboties, ir jāizmanto četri divvirziena pusvadītāju slēdži S1, S2, S3, S4. Laikā, kamēr slēdzis S4 ir ieslēgts un S3 ir izslēgts, slēdži S2 un S1 nodrošina shēmas darbību buck režīmā. Laikā, kad slēdzis S1 ir ieslēgts un S2 ir izslēgts, slēdži S3 un S4 nodrošina shēmas darbību boost režīmā. Gan shēmas ieejā, gan izejā tiek izmantoti filtri, lai nodrošinātu nepieciešamo sprieguma un strāvas signālu kvalitāti.

3.1.2. AC/AC buck–boost impulsregulatora raksturlīknes un sakarības

Pieņemot, ka slodzes (tā sastāv no virknē slēgta rezistora un induktivitātes) spriegums un strāva ir sinusoidāli un viens no otra nobīdīt par leņķi $\varphi_{ld} = \arctg(\omega L_{ld}/R_{ld})$, kur L_{ld} un R_{ld} ir slodzes parametri, $\omega = 2\pi f$, var iegūt vektoru diagrammas (3.2. att.).



3.2. att. Vektoru diagrammas: a) slodzes daļai; b) ieejas filtra daļai.

Izmantojot vektoru diagrammas *buck* un *boost* darbības variantiem, ir iespējams iegūt matemātiskās sakarības (3.1. tab.).

3.1. tabula

Iegūtās sakarības *buck* un *boost* darbības variantiem

Buck darbības variants

$$I_{L2m} = I_{slm}\sqrt{a} \quad (3.1.)$$

$$\varphi_{1dj} = \arctg \frac{\omega(C_2 Z_{sl}^2 - L_{sl})}{R_{sl}} \quad (3.2.)$$

$$i_{fM} = D_1 I_{L2m} \sin(v + \varphi_{sl} + \varphi_{slj}) \quad (3.3.)$$

$$u_{2M} = u_{C1} D_1 \quad (3.4.)$$

$$U_{2Mm} = I_{slm} \sqrt{Z_{sl}^2 - 2Z_{sl}\omega L_2 \sqrt{a} \sin \varphi_{slj} + a\omega^2 L_2^2} \\ = \frac{U_{slm} b}{Z_{sl}} \quad (3.5.)$$

$$U_{slm} = \frac{Z_{ld} D_1 U_{C1m}}{b} \cong \frac{Z_{sl}}{b} D_1 U_{1m} \quad (3.6.)$$

$$\tan \varphi_2 = \frac{U_{L2m} \cos \varphi_{slj}}{U_{slm} - U_{L2m} \sin \varphi_{slj}} \quad (3.7.)$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{U_{1m} \omega C_1 + D_1 I_{L2m} \sin \varphi_{slj}}{D_1^2 I_{L2m} \cos \varphi_{slj}} \quad (3.8.)$$

$$U_{1m} I_{1m} \cos \varphi_1 = I_{slm}^2 R_{sl} \quad (3.9.)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{(U_{1m} - U_{slm}) D_1}{L_2 f_m} = \frac{U_{1m} D_1 (1 - D_1)}{L_2 f_m} \quad (3.10.)$$

$$L_2 = \frac{U_{1m} D_1 (1 - D_1)}{(0,1 \dots 0,2) I_{slm} f_m} \quad (3.11.)$$

Boost darbības variants

$$i_{S4MB} = (1 - D_3) i_{L2B} \quad (3.18.)$$

$$I_{S4MmB} = I_{ldmB} \sqrt{a} \quad (3.19.)$$

$$I_{L2mB} = I_{fMB} = \frac{I_{ldmB} \sqrt{a}}{1 - D_3} \quad (3.20.)$$

$$U_{S3MmB} = (1 - D_3) U_{slmB} \quad (3.21.)$$

$$\bar{U}_{C1m} = \bar{U}_{S3MmB} + \bar{I}_{L2mB} \omega L_2 \quad (3.22.)$$

$$U_{C1m}^2 = (U_{S3MmB} - U_{L2mB} \sin \varphi_{slj})^2 + U_{L2mB}^2 \cos^2 \varphi_{slj} \quad (3.23.)$$

$$U_{slmB} = \frac{Z_{sl} U_{C1m}}{b(1 - D_3)} \quad (3.24.)$$

$$\varphi_3 = \arctg \frac{\sqrt{a} \omega L_2 \cos \varphi_{slj}}{(1 - D_3)^2 Z_{sl}^2 - \sqrt{a} \omega L_2 \sin \varphi_{slj}} \quad (3.25.)$$

$$I_{1m} = \sqrt{U_{C1m}^2 \omega^2 C_1^2 + 2U_{C1m} \omega C_1 \frac{I_{slm} \sqrt{a}}{1 - D_3} \sin \varphi_{slj} + \frac{I_{slm}^2 a}{(1 - D_3)^2}} \quad (3.26.)$$

$$U_{C1m} = U_{1m} - I_{1m} \omega L_1 \quad (3.27.)$$

$$\Delta I_{L2B} = \frac{D_3 U_{C1m}}{L_2 f_m} \quad (3.28.)$$

3.1. tabulas turpinājums

Buck darbības variants

$$\Delta U_{C2} = \frac{\Delta I_{L2}}{8C_2 f_m} \quad (3.12.)$$

$$C_2 = \frac{\Delta I_{L2\max}}{8 \cdot 0,01 U_{1m} f_m} \quad (3.13.)$$

$$\Delta U_{C1} = \frac{I_{L1m}(1 - D_1)}{C_1 f_m} \quad (3.14.)$$

$$C_1 = \frac{I_{L1m}(1 - D_1)}{0,02 U_{1m} f_m} \quad (3.15.)$$

$$\Delta I_1 = \frac{\Delta U_{C1}}{8L_1 f_m} \quad (3.16.)$$

$$L_1 = \frac{\Delta U_{C1\max}}{8 \cdot 0,01 I_{1m} f_m} \quad (3.17.)$$

Boost darbības variants

$$L_{2B} = \frac{D_{3\max} U_{1m}}{0,2 I_{slmB} f_m} \quad (3.29.)$$

$$\Delta U_{C2B} = \frac{(I_{L2B} - I_{slmB})(1 - D_3)}{C_2 f_m} = \frac{I_{slmB} D_3}{C_2 f_m} \quad (3.30.)$$

$$C_{2B} = \frac{D_3}{0,05 Z_{sl} f_m} \quad (3.31.)$$

φ_{sl} – nobīdes leņķis starp slodzes spriegumu un strāvu;

$\omega = 2\pi f$ – vektoru diagrammas vektoru leņķiskā rotācijas frekvence;

I_{L2m} – drosele L2 plūstošās strāvas amplitūda;

$a = Z_{sl}^2 \omega^2 C_2^2 - 2\omega^2 C_2 L_{sl} + 1$, Z_{sl} ;

φ_{slj} – fāzes nobīdes leņķis starp droseles L2 strāvu un slodzes spriegumu;

i_{fM} – momentānā ieejas filtra $L_1 C_1$ strāva;

D_1 – aizpildījuma koeficients slēdža S1 ieslēgšanai/izslēgšanai;

U_{2M} – spriegums uz slēdža S2;

U_{2Mm} – sprieguma amplitūda uz slēdža S2;

U_{slm} – slodzes sprieguma amplitūda;

$\tan\varphi_2$ – fāzes nobīdes leņķis starp u_{2M} un slodzes spriegumu;

I_{1m} – avota strāvas i_1 amplitūda;

φ_1 – fāzes nobīdes leņķis starp i_1 un ieejas sprieguma avotu;

ΔI_{L2} – droseles L2 strāvas izmaiņa vienā modulācijas periodā;

ΔU_{C2} – sprieguma izmaiņu amplitūda uz kondensatora C2;

ΔU_{C1} – sprieguma izmaiņu amplitūda uz kondensatora C1;

ΔI_1 – ieejas strāvas izmaiņu amplitūda;

i_{S4MB} – slēdža S4 strāvas viļņa pirmās harmonikas efektīvā vērtība;

I_{S4MmB} – slēdža S4 strāvas viļņa pirmās harmonikas maksimālā vērtība;

I_{L2mB} – strāvas pirmās harmonikas amplitūda induktivitātē L2;

U_{S3MmB} – sprieguma pirmās harmonikas amplitūda uz slēdža S3;

U_{C1m} – kondensatora C1 spriegums;

φ_3 – fāzes nobīdes leņķis starp spriegumu uz kondensatora C1 un slēdzi S3;

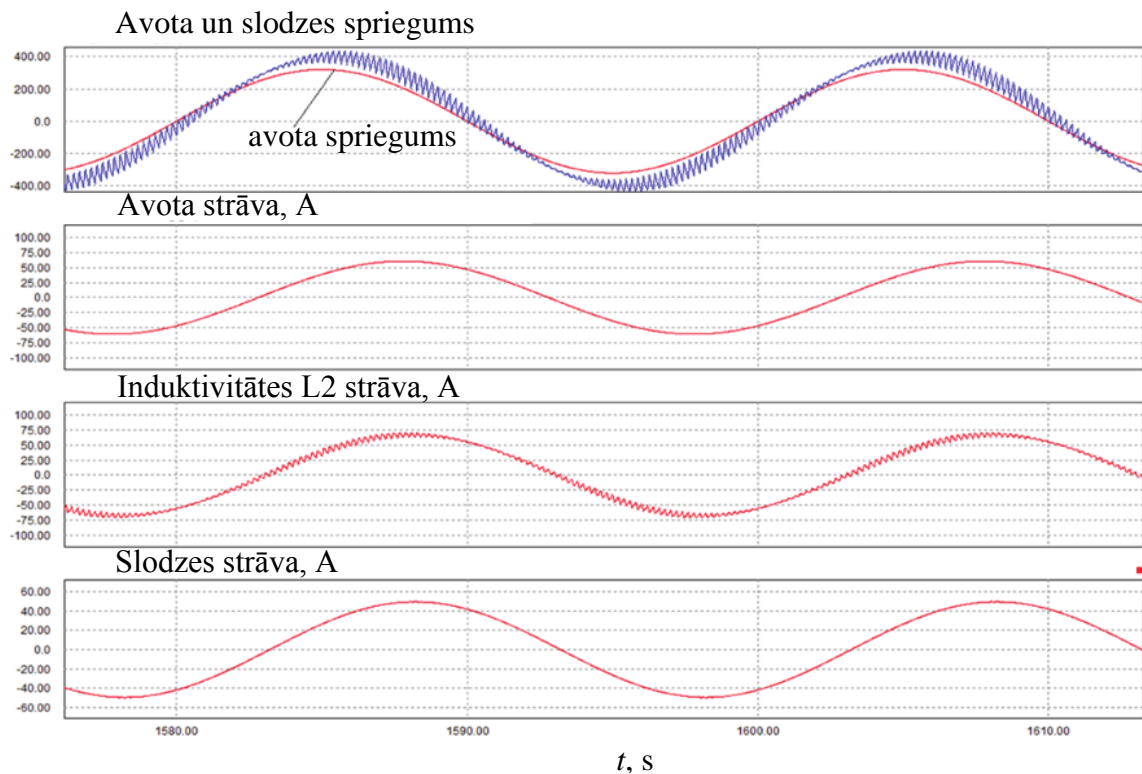
ΔI_{L2B} – droseles L2 strāvas pirmās harmonikas pulsācijas (*boost* režīmā);

L_{2B} – rekomendētā spoles L2 induktivitāte;

ΔU_{C2B} – sprieguma pulsācijas uz $C2$ (*boost* režīmā);

C_{2B} – kondensatora $C2$ kapacitāte (*boost* režīmā).

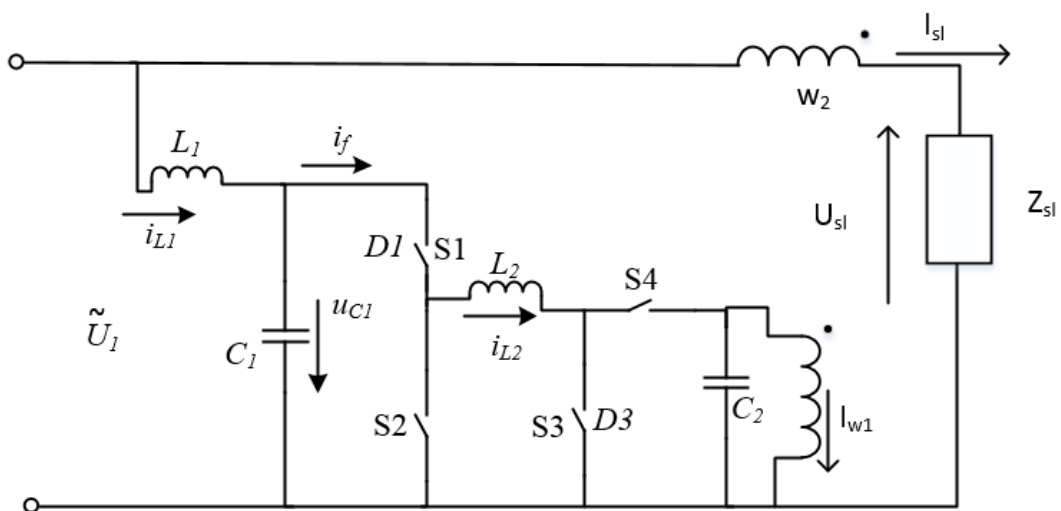
Simulācijas rezultāti *boost* režīmam redzami 3.3. attēlā.



3.3. att. Simulācijas rezultāti *boost* režīmam. $L_1 = 1$ mH, $L_2 = 1,5$ mH, $C_1 = 90$ μ F, $C_2 = 25$ μ F.

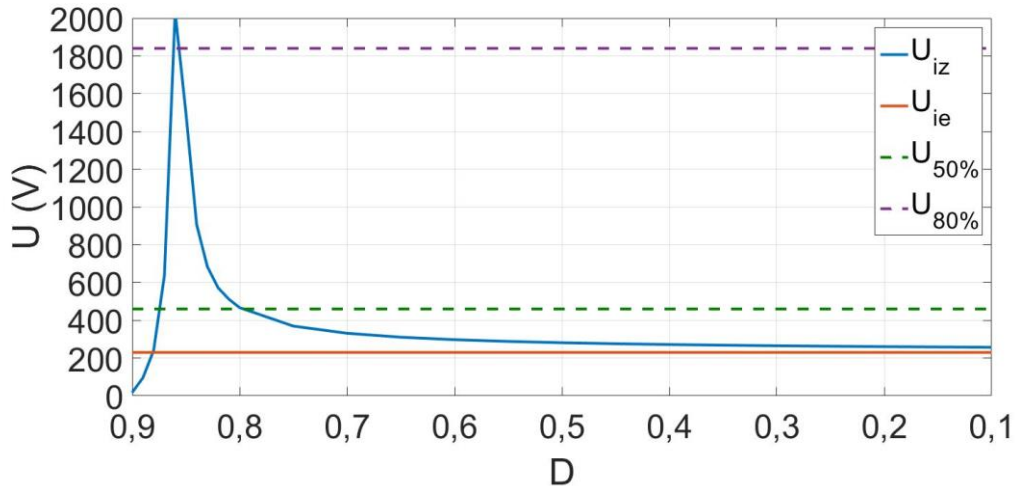
3.2. Pilnveidoto *buck–boost* impulsregulatoru izmantošanas efektivitāte

Iepriekš aprakstītā shēma var tikt izmantota ar IT sprieguma iekritienu un izsitienu kompensēšanai.



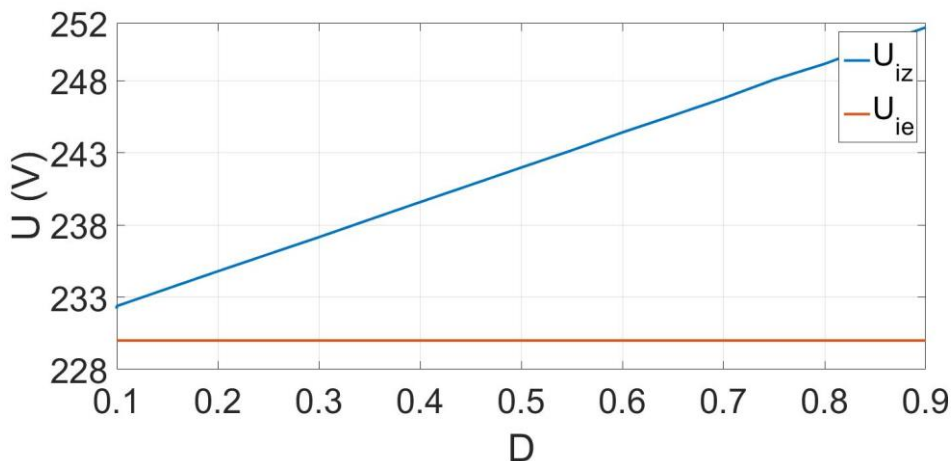
3.4. att. Sprieguma stabilizators ar IT primārajā tinumā slēgtu AC/AC regulatoru ar *boost* funkcionalitāti.

Simulācijās iegūtie grafiki (3.5. att.) parāda, ka, darbinot IT primārajā tinumā slēgto AC/AC pārveidotāju *boost* režīmā, var tikt kompensēti sprieguma iekritieni, kuru ietekmē ieejas spriegums sasniedz pat tikai 20 % (80 % sprieguma iekritiens) no nominālā ieejas sprieguma vērtības.



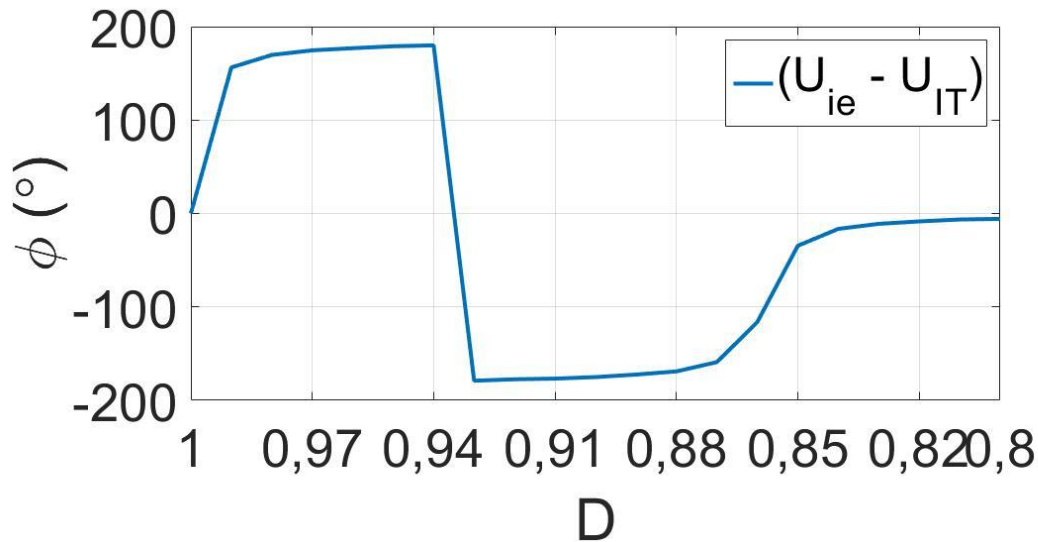
3.5. att. Izejas sprieguma maiņa atkarībā no aizpildījuma koeficienta D , kad IT primārajam tinumam ir pieslēgts AC/AC pārveidotājs un tas darbojas *boost* režīmā.

3.6. attēlā ir parādīts 3.4. attēlā redzamās shēmas izejas spriegums, ja tās IT primārajam tinumam paralēli slēgtais AC/AC pārveidotājs darbojas *buck* režīmā. *buck* režīms šajā gadījumā var tikt izmantots precīzāka izejas sprieguma uzstādīšanas nolūkā, jo ar esošo IT transformācijas koeficientu D , mainot no 0,1 uz 0,9, ir iegūstams izejas spriegumu, kas mainās tikai 24 V amplitūdā, ja ieejas spriegums ir 230 V.



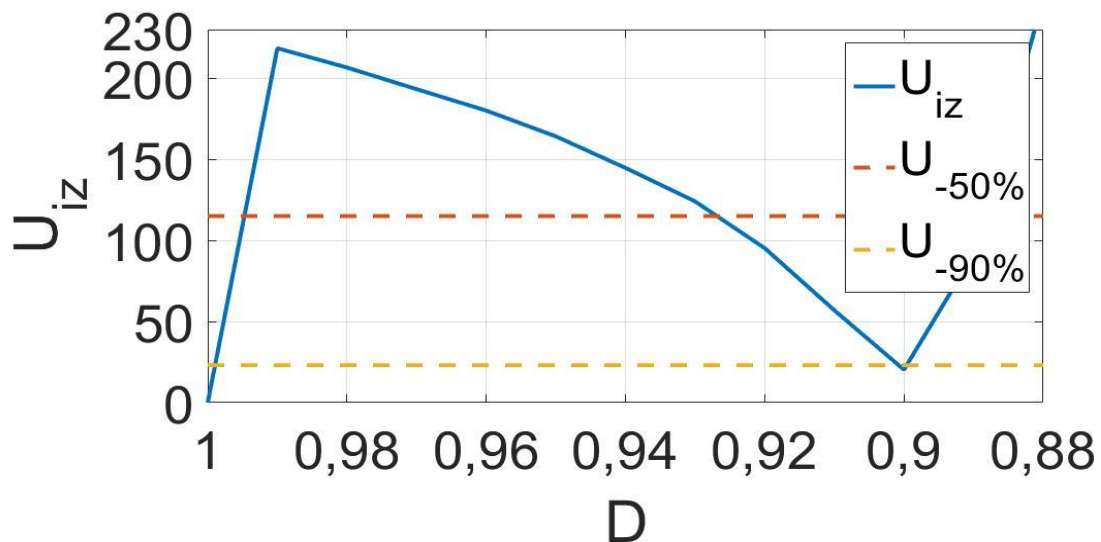
3.6. att. Izejas sprieguma maiņa atkarībā no aizpildījuma koeficienta D , kad IT primārajam tinumam ir pieslēgts AC/AC pārveidotājs un tas darbojas *buck* režīmā.

Vēlīgāk pskatot 3.5. attēlu, rodas jautājums par shēmas darbību, kad aizpildījuma koeficients D ir lielāks par 0,85. Šajos momentos ar konkrētajiem parametriem veidojas nobīde starp ieejas sprieguma fāzi un IT izejā esošā sprieguma fāzi. Fāzes nobīdes leņķis atkarībā no D ir redzams 3.7. attēlā.

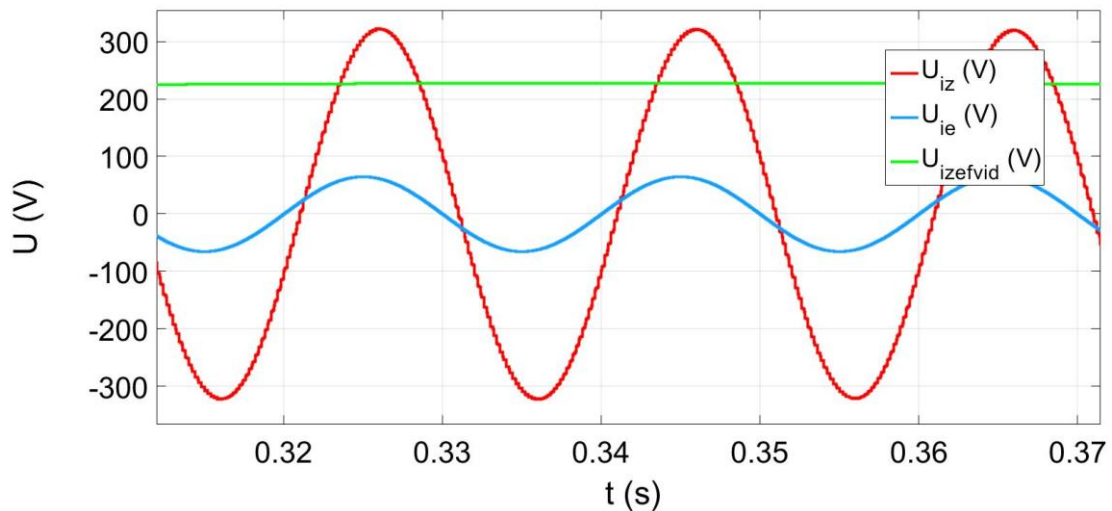


3.7. att. Starpība starp ieejas sprieguma U_{ie} un IT izejas sprieguma U_{IT} fāzēm.

Var secināt, ka, aizpildījuma koeficientam esot robežās no 0,99 līdz 0,94 un 0,93 līdz 0,88, spriegumu signālu fāzes ir pretējas. Tas nozīmē, ka bez papildu slēdžu ieviešanas shēmās var tikt kompensēti arī spriegumu izsitienu.



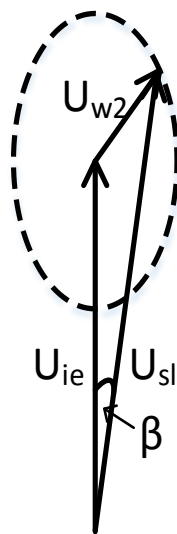
3.8. att. Sprieguma izsitienu kompensēšanas iespējas, darbinot IT primārajā tinumā slēgto AC/AC pārveidotāju *boost* režīmā, bet ar lielām D vērtībām.



3.9. att. Ieejas sprieguma kompensēšana, ja ir noticis 80 % sprieguma iekritiens.

3.3. Fāzes nobīdes leņķa kompensēšana

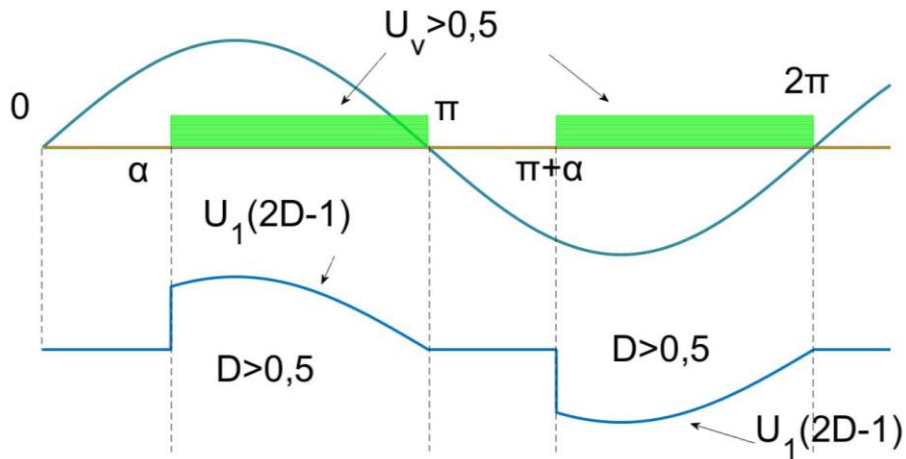
Izmantojot shēmu, kas redzama 2.6. attēlā, var tikt realizēta arī slodzes sprieguma fāzes nobīdes leņķa β korekcija (3.10 un 3.11. att.). Šāda nepieciešamība var rasties gan sprieguma traucējumu kompensēšanas laikā, gan arī tad, ja ir nepieciešams savienot divus dažādus elektrisko ķēžu posmus, kam nav vienādi fāžu nobīdes leņķi, kā arī amplitūdas.



3.10. att. Slodzes sprieguma fāzes nobīdes leņķa korekcija.

Lai iegūtu laikā atpaliekošu slodzes signāla pamatharmoniku, tad vienfāzes AC gadījumā divpolārās modulācijas variantā uzstāda $U_v > 0$ (t. i., $D > 0,5$) katrā pusperiodā ar kavējuma leņķi α .

Tā kā tiek veikti tiešie pieslēgumi, kad $U_v > U_z$ (D intervāls), un reversie, kad $U_v < U_z(1 - D)$, tad pie $U_v > 0$ veidojas summārā sprieguma līkne $U_{sl} = U_1(2D - 1)$ gan U_1 pozitīvajā, gan negatīvajā pusperiodā (2.6. att.). Turklāt pieslēgumi pārsvarā ir tiešie, jo $D > 0,5$.

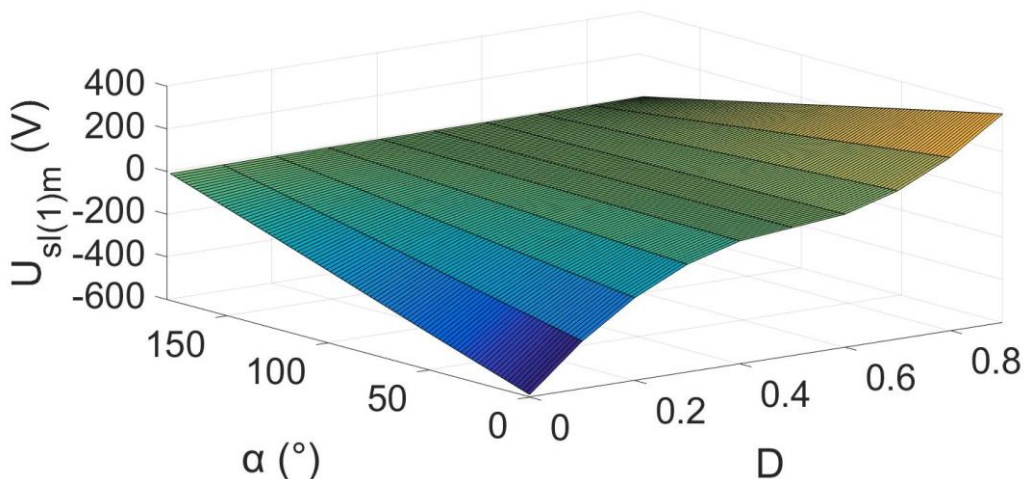


3.11. att. Pievadsprieguma vilni apsteidzoša fāzes nobīdes lenķa ģenerēšana.

Kad $U_v > 0$, tiešais pieslēgums dod DU_1 mean vilni, savukārt reversais $-(1-D)U_1$ un kopā $U_{sl} = (D-1+D) = (2D-1)U_1$. Slodzes sprieguma pamatharmonika veidojas ar amplitūdu $U_{sl(1)m} = U_{1m}(2D-1)/(\pi\sqrt{A_1^2 + B_1^2})$, kur A_1 – sinusa komponentes amplitūda, B_1 – kosinusa komponentes amplitūda. Vērtības norādītas 3.2. tabulā. A_1 , B_1 aprēķinātas pie dažādiem α . Grafisks slodzes sprieguma attēlojums atkarībā no parametriem α un D redzams 3.12. attēlā.

$$A_1 = \frac{U_{1m}(2D-1)}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right); \quad (3.32.)$$

$$B_1 = \frac{U_{1m}(2D-1)}{\pi} \left(\frac{1 - \cos 2\alpha}{2} \right). \quad (3.33.)$$



3.12. att. Slodzes sprieguma atkarība no α un D .

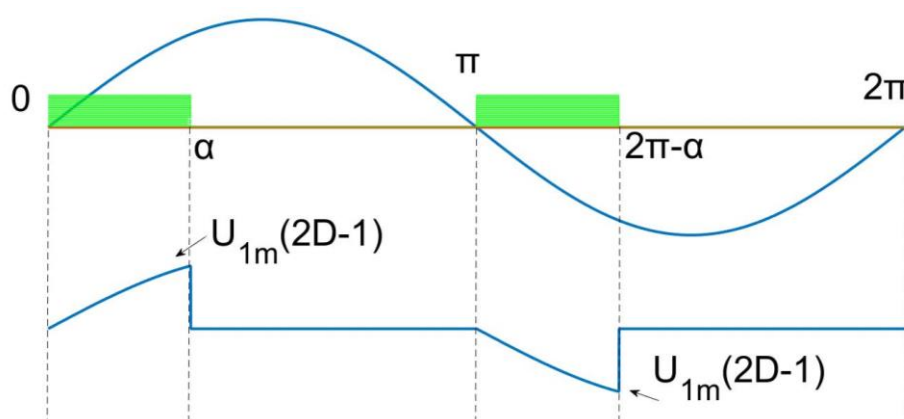
Pamatharmonikas nobīdes lenķis $\varphi_{(1)}$ nosakāms kā $\arctg \varphi_{(1)} = B_1/A_1$ (3.2. tab.).

3.2. tabula

Fāzes nobīdes leņķis atkarībā no vadības signāla leņķa α gadījumā, kad tiek ģenerēts avota sprieguma fāzi apsteidzošs vilnis

α	0°	30°	60°	90°	120°	150°
A_1	π	3,05	2,53	$\pi/2$	0,61	0,09
B_1	0	-0,25	-0,75	-1	-0,75	-0,25
$\sqrt{A_1^2+B_1^2}$	π	3,06	2,64	1,86	0,967	0,265
$\varphi_1 = \arctg \frac{B_1}{A_1}$	0°	-4,68°	-16,5°	-32,5°	-50,9°	-70,2°

Lai iegūtu apsteidzošu vilni (3.13. att.), katrā pusperiodā tiek ieviesta pauze α garumā; A_1 un B_1 pie dažādiem nobīdes leņķiem redzami 3.3. tabulā.



3.13. att. No pievadsprieguma viļņa fāzē atpaliekoša IT primārā tinuma signāla ģenerēšana.

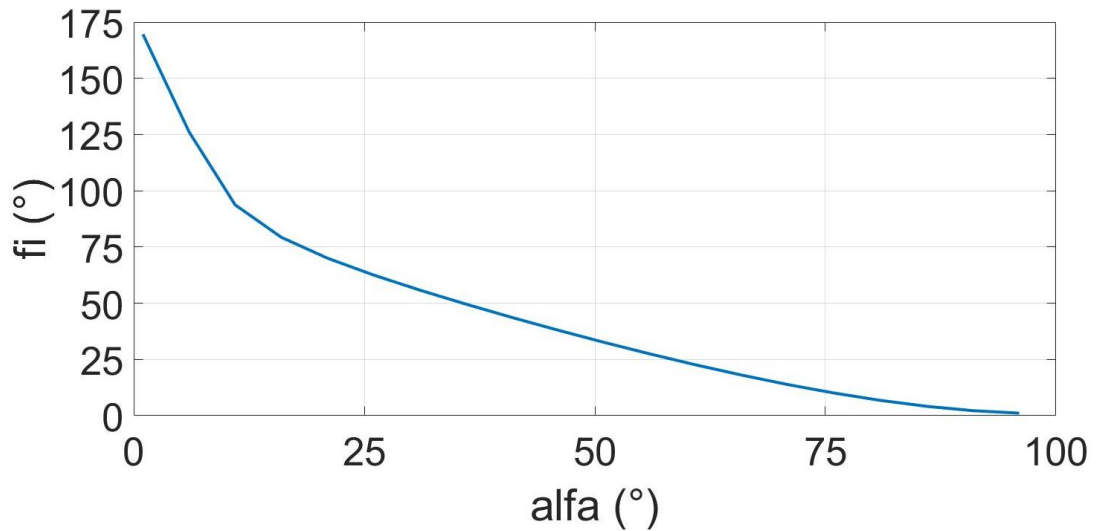
$$A_1 = \frac{U_{1m}(2D-1)}{\pi} \left[\pi - \alpha - \frac{\sin(-2\alpha)}{2} \right]; \quad (3.34.)$$

$$B_1 = \frac{U_{1m}(2D-1)}{\pi} \left(\frac{\cos 2\alpha - 1}{2} \right). \quad (3.35.)$$

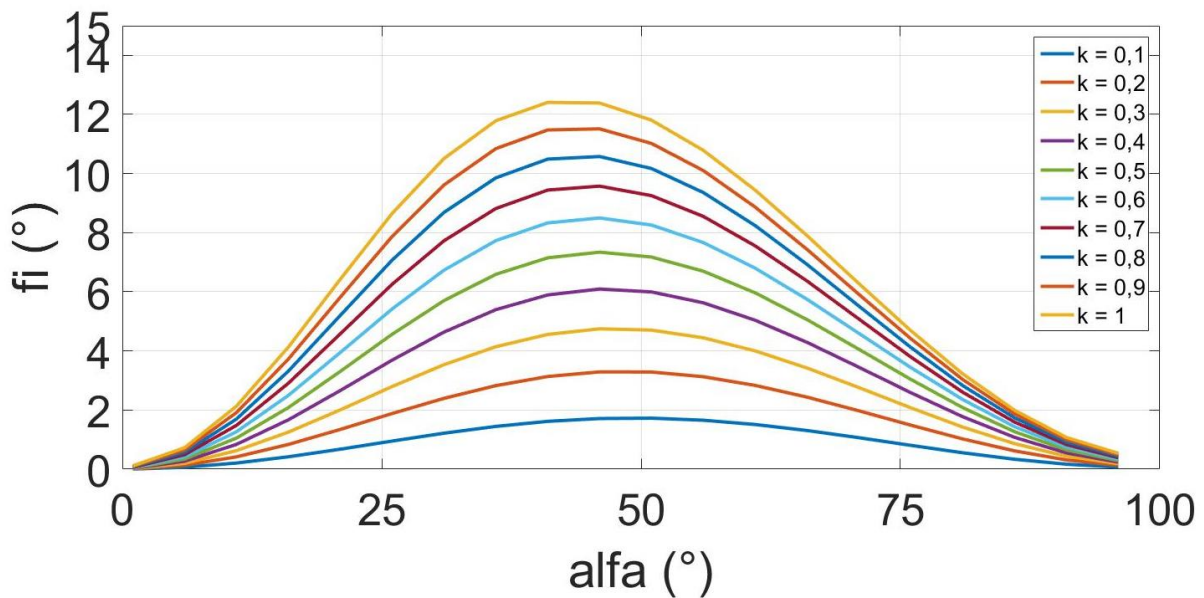
3.3. tabula

Fāzes nobīdes leņķis atkarībā no vadības signāla leņķa α gadījumā, kad tiek ģenerēts no avota sprieguma signāla fāzē atpaliekošs sprieguma vilnis

α	0°	30°	60°	90°	120°	150°
A_1	π	3,05	2,526	$\pi/2$	0,61	0,09
B_1	0	0,25	0,75	1	0,75	0,25
$\sqrt{A_1^2+B_1^2}$	π	3,06	2,64	1,86	0,967	0,265
$\varphi_1 = \arctg \frac{B_1}{A_1}$	0°	4,68°	16,5°	32,5°	50,9°	70,2°



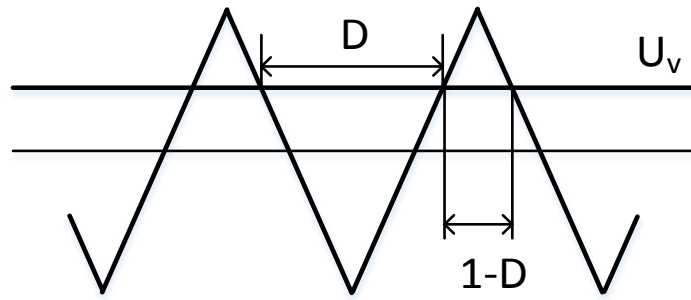
3.14. att. 2.5. attēlā redzamās shēmas fāzes nobīdes leņķis (negatīvajā virzienā) atkarībā no modulācijas leņķa α .



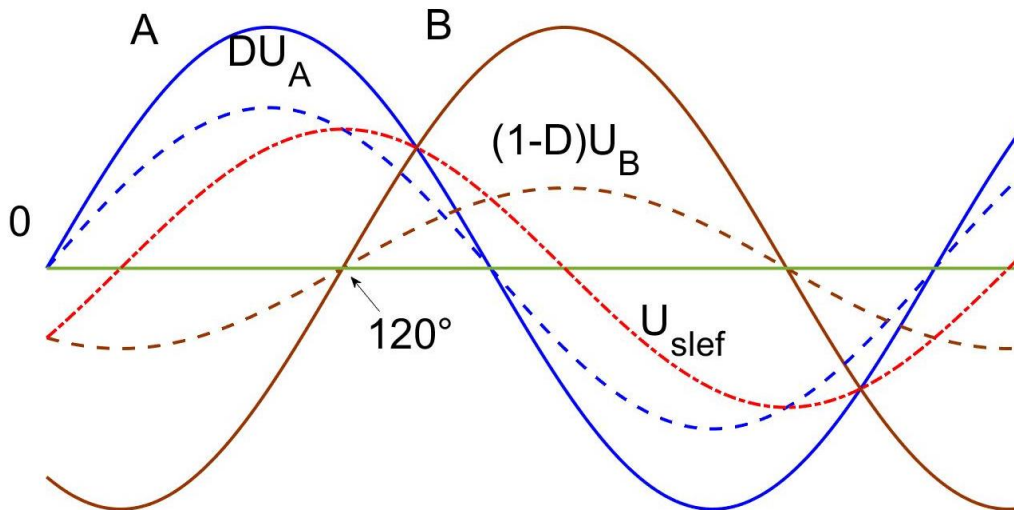
3.15. att. Slodzes sprieguma fāzes nobīdes leņķa korekcijas iespējas (negatīvajā virzienā) atkarībā no modulācijas leņķa α un IT transformācijas koeficienta k .

3.4. Starpfāžu modulācija

Trīsfāžu sprieguma sistēmā var veikt modulāciju, pieslēdzot slodzei pārmaiņus, piemēram, A un B fāzi; tātad pārmaiņus tiek veikts tiešais pieslēgums. Kad $U_v > U_z$ (divpolārais zāģis, 3.16. att.), tad D intervālā U_A pieslēdz slodzei, kad $U_v < U_z(1 - D)$, intervālā U_B pieslēdz, kā redzams 3.14. attēlā. Šāds risinājums var tikt izmantots, piemēram, lai paplašinātu slodzes fāzes nobīdes leņķa korekcijas iespējas. 3.16. attēlā parādīts viens no iespējamajiem vadības shēmas darbības principiem – zāģsprieguma salīdzināšana ar uzdoto līdzenspriegumu ar komparatora palīdzību.

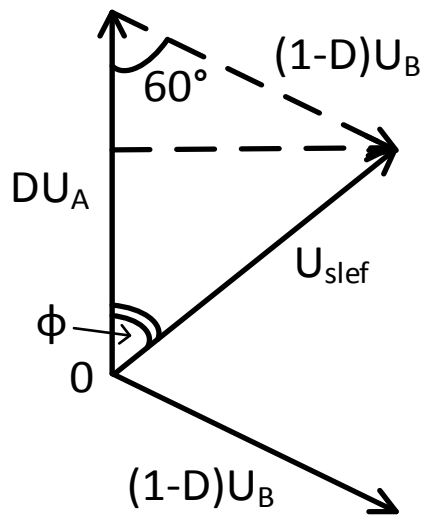


3.16. att. Periodi, kad var notikt pārslēgšanās starp fāzēm.



3.17. att. Fāžu A un B, kā arī to modulēto viļņu pamata harmonisko komponentu attēlojums.

Rezultējošo vilni var iegūt, izmantojot vektoru diagrammu.



3.18. att. Vektoru diagramma IT viļņa iegūšanai no A un B fāzes.

$$U_{\text{slef}(1)}^2 = (1 - D)^2 U_B^2 \sin^2 60^\circ + [DU_A - (1 - D)U_A \cos 60^\circ]^2; \quad (3.36.)$$

$$U_{\text{sl}(1)}^2 = U_f^2 (1 - 2,5D + 2,5D^2). \quad (3.37.)$$

Nobīdes leņķis pret U_A vektoru

$$\text{tg}\varphi = \frac{(1 - D)\sqrt{3}}{3D - 1}. \quad (3.38.)$$

Var viegli mainīt gan nobīdes leņķi φ , gan vienlaikus U_{slef} .

Rezultējošo līkni var iegūt arī, summējot momentānās DU_A un $(1 - D)U_B$ līknes, rezultējošai līknei maksimums ir pie leņķa φ_0 :

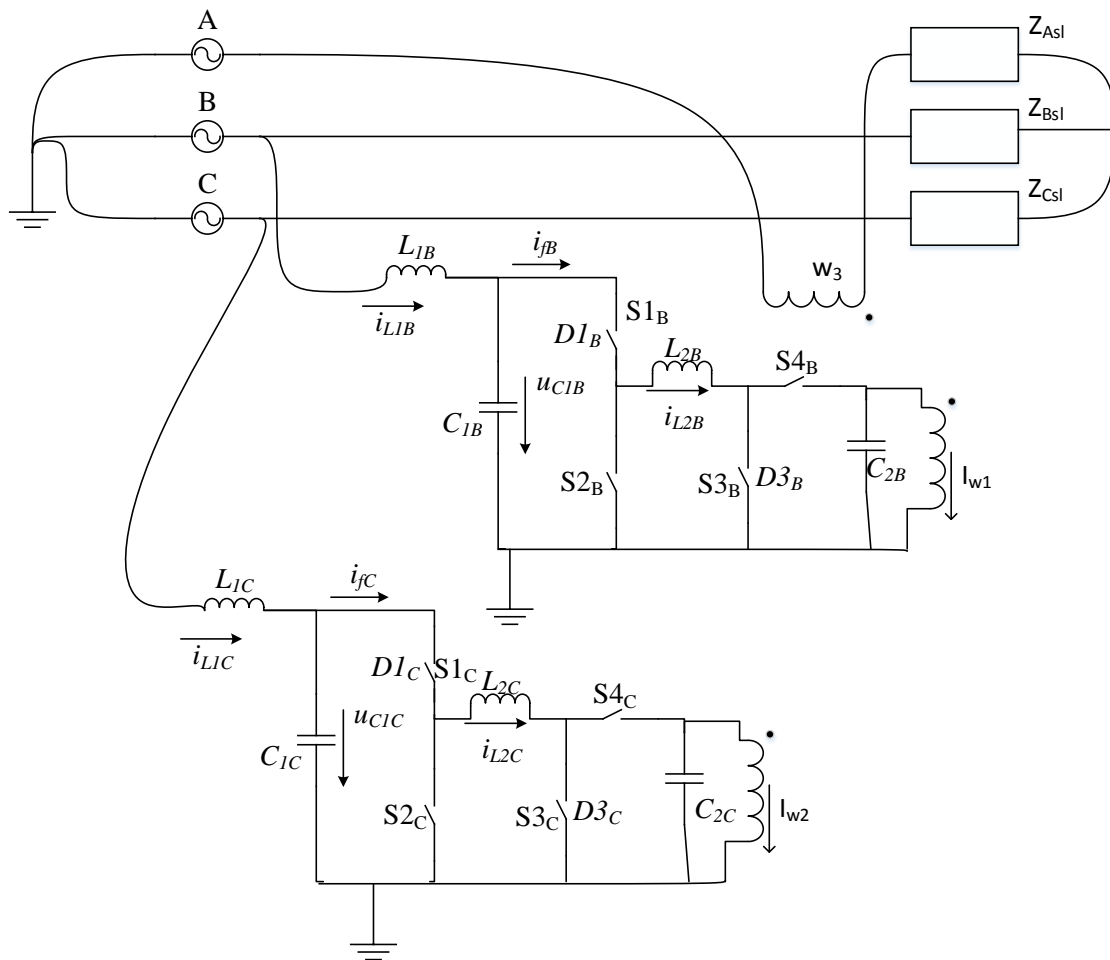
$$\text{tg}\varphi_0 = \frac{1 - D}{\sqrt{3}(1 - D)}. \quad (3.39.)$$

Divu fāžu sprieguma signālu modulācija var tik izmantota arī, lai iegūtu trešās fāzes sprieguma signālu, kas var būt noderīgi gadījumā, ja kādā no fāzēm pilnībā ir bijusi pārtraukta sprieguma padeve. Rakstā [5], [55] apskatīts viens no risinājumiem.

3.5. Trīsfāžu sprieguma regulēšana

Kā vēl viens risinājums darbā tiek piedāvāta 3.4. attēlā redzamā shēma – slēgta katrā fāzē un to savienota ar īpašu IT slēgumu katras fāzes nodrošināšanai ar spriegumu gadījumā, ja divās pārējās fāzēs sprieguma padeve vēl ir saglabājusies. Izmantojot 3.19. attēlā redzamo risinājumu, ir iespējams kompensēt 0–80 % sprieguma iekritienus.

Par šīs shēmas negatīvo īpašību var uzskatīt to, ka gadījumā, ja ir nepieciešams katrā fāzē veikt sprieguma korekcijas, tad ir vajadzīgas kopā sešas 3.4. attēlā redzamās shēmas, kā arī trīs trīstinumu IT.



3.19. att. Divu fāžu sprieguma modulācijas izmantošana trešās fāzes sprieguma korekcijas nolūkā.

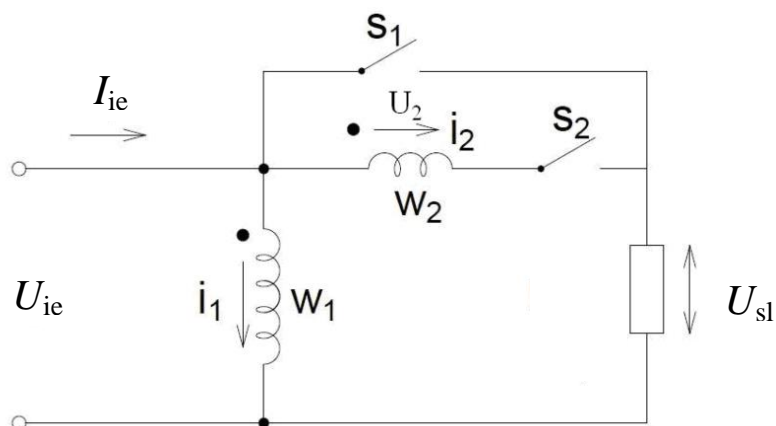
3. nodaļas secinājumi

1. Piedāvāta *buck–boost AC* regulēšanas sistēmas shēma primārā tinuma ķēdē. Veikti tās aprēķini, izmantojot pamatharmonikas metodi, kas uzrāda augstu precizitāti. Ja šādu *buck–boost* sistēmu ieslēdz primārā tinuma ķēdē, ir iespējams būtiski paplašināt izejas slodzes sprieguma izmaiņu diapazonu.
2. Vislielāko interesi izraisa divpolārā modulācija, kas ļauj mainīt ne tikai slodzes sprieguma parametrus, bet arī tā veidu (*DC, AC*) un fāzes nobīdes leņķi.
3. Trīs fāžu sprieguma regulēšanai ar piedāvāto metodi ir nepieciešams liels pusvadītāju elementu skaits. Iespējama slēdžu skaita samazināšana uz funkcionalitātes mazināšanās rēķina.

4. IT SPRIEGUMA REGULĒŠANAS SISTĒMU PRAKTISKIE RISINĀJUMI UN MODEĻU IZPĒTE

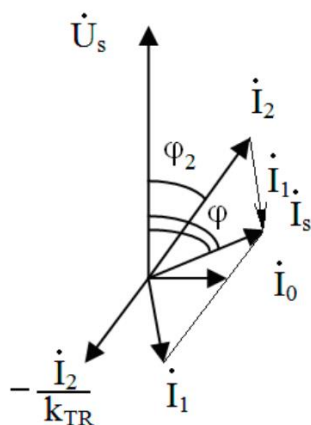
4.1. Izstrādātās sprieguma stabilizācijas sistēmas

Promocijas darbā ir izveidoti praktiskie risinājumi sprieguma stabilizācijas sistēmu padziļinātas izpētes nolūkā. Ir izstrādāts ar simistoriem [14] darbināms risinājums, kā arī ar tranzistoriem darbināms risinājums [58].



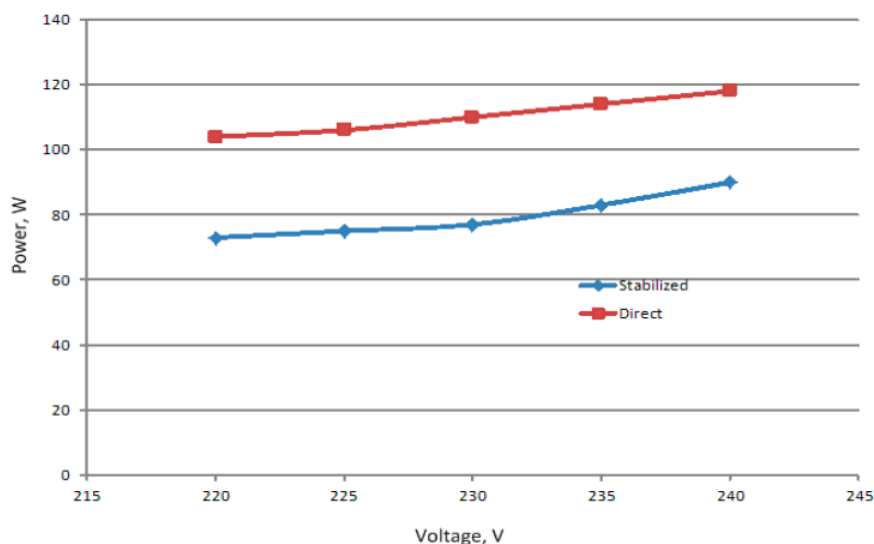
4.1. att. Sprieguma regulatora shematisks attēlojums.

Izmantojot modulētu slēdžu S1 un S2 darbību, var plūstoši mainīt slodzes sprieguma efektīvo vērtību. Simistoru izmantošanas gadījumā modulācijas periods eksperimentā ar 50 Hz maiņstrāvu bija 100 Hz, tranzistoru izmantošanas gadījumā eksperimentā tika izmantota frekvence 1 kHz.



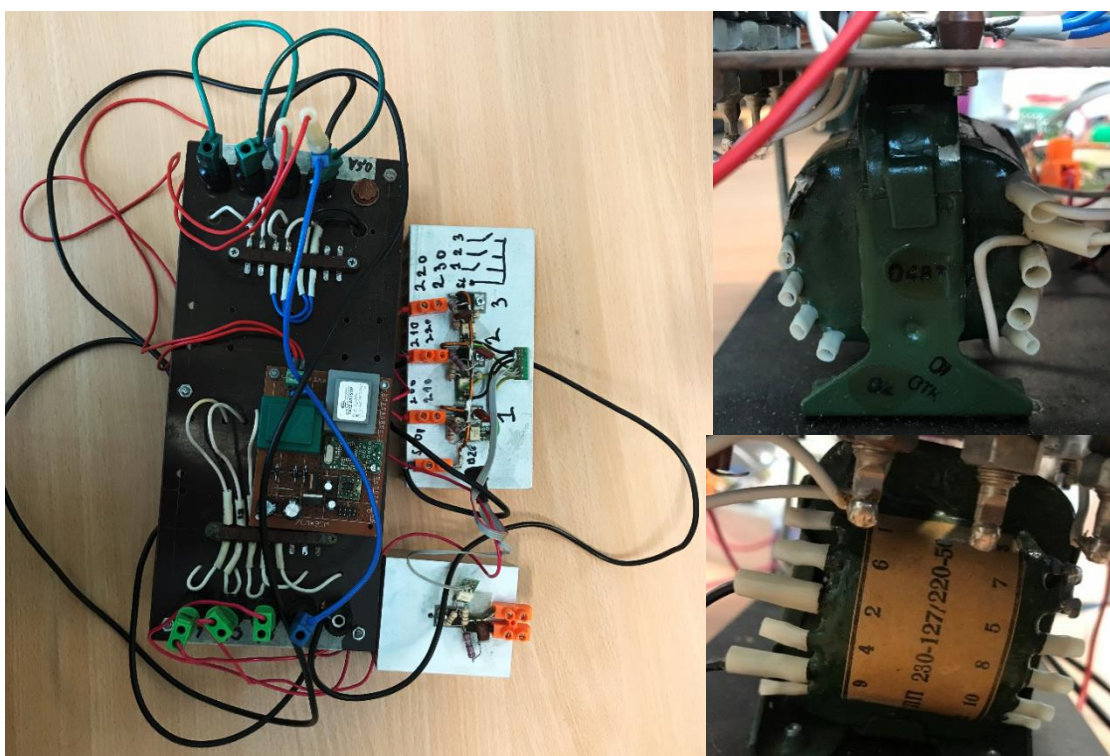
4.2. att. Vektoru diagramma 4.1. attēlā redzamajai shēmai.

Variants ar simistoru regulēšanu ir ticis izmantots apgaismojuma intensitātes regulēšanas shēmās gāzizlādes lampā. Ir noskaidrots, ka ar shēmas palīdzību samazināta sprieguma gadījumā tiek sasniegts ievērojams elektroenerģijas ietaupījums.



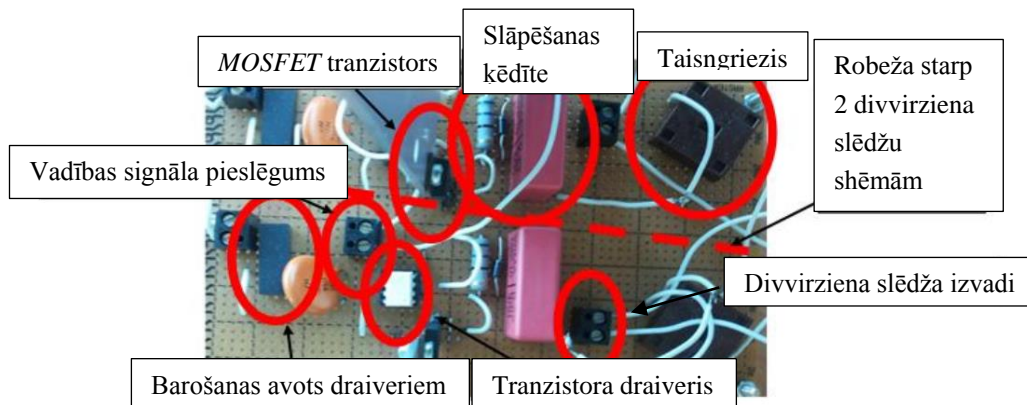
4.3. att. Gāzizādes lampas elektroenerģijas patēriņa atšķirības starp mēģinājumiem bez sprieguma regulatora izmantošanas un ar tā izmantošanu.

Kā var redzēt 4.3. attēlā, izmantojot regulatorus, tika iegūts līdz pat 25 % enerģijas ietaupījums. Līdzīgs eksperiments tika veikts arī ar asinhrono dzinēju, kura strāvas un sprieguma formas tika uzņemtas, kā arī iegūts elektroenerģijas ietaupījums. Izstrādātais regulatora prototips ar izmantoto IT redzams 4.4. attēlā.

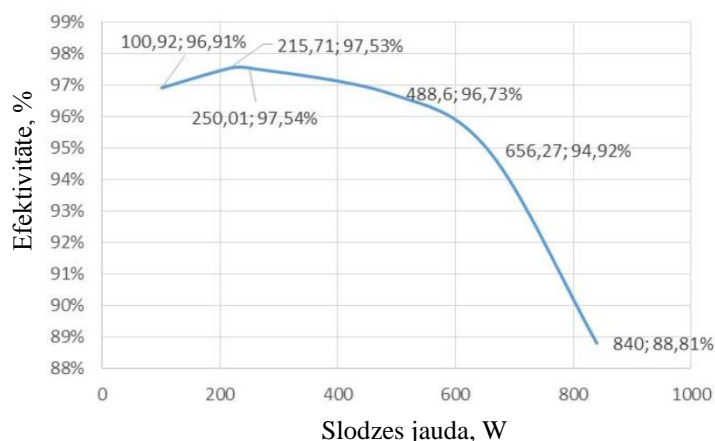


4.4. att. Sprieguma regulatora prototips.

Sprieguma regulators ar izsitienu kompensēšanas spēju tika izstrādāts uz *MOSFET* bāzes (4.5. att.). Tā efektivitāte tika pārbaudīta ar aktīvu slodzi līdz 840 W.



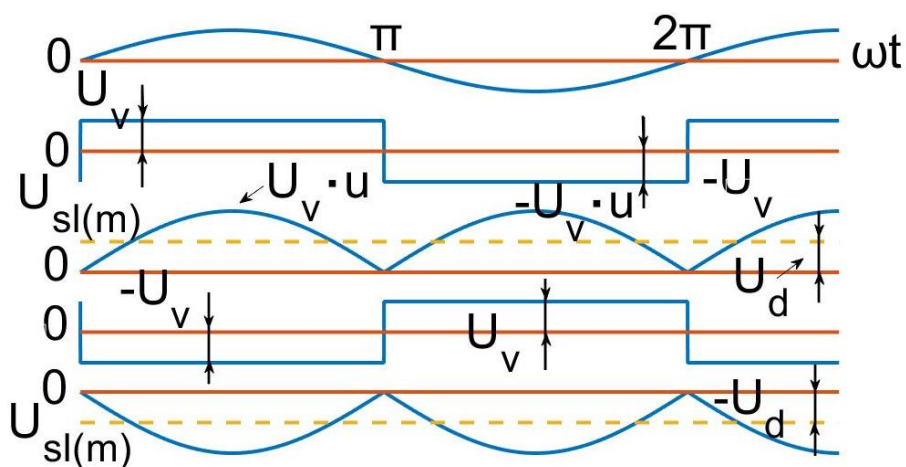
4.5. att. Sprieguma stabilizatora prototips uz *MOSFET* bāzes.



4.6. att. Sprieguma stabilizatora efektivitātes mērījumi ar dažādām aktīvās slodzes vērtībām.

4.2. Trīsfāžu sistēmas pārveidotājs par divfāžu sistēmu

Uz definēto vienpolārās un divpolārās AC modulācijas principiem var izveidot vairākus interesantus tehniskos risinājumus. Piemēram, divpolārās AC modulācijas lietojums vienfāzes spriegumam ļauj izveidot ar modulētā sprieguma pamatharmonikas amplitūdas izmaiņu regulējamu reversīvu vienfāzes taisngriezi (4.7. att.).



4.7. att. Sprieguma signāli regulējama reversīva vienfāzes taisngrieža ieejā un izejā (arī vadības signāls).

Pieņemot vadībai divpolāru zāgspriegumu ar frekvenci $2f$ un amplitūdu U_{zm} un avota sprieguma pozitīvajā pusperiodā lietojot pozitīvu vadības spriegumu U_v , savukārt u negatīvajā pusperiodā – negatīvas polaritātes $-U_v$, intervālā no 0 līdz π uz slodzes veidojas tiešā pieslēguma intervālu pārsvars un – attiecīgi – pozitīvas polaritātes *mean* sprieguma pusvilnis, no π līdz 2π – veidojas negatīvā pieslēguma pārsvars, uz slodzes – arī pozitīvās polaritātes *mean* vilnis.

Laika intervālā no 0 līdz π tiešais pieslēgums modulācijas periodā relatīvi ilgst

$$D_{0\pi} = 0,5 \left(1 + \frac{U_v}{U_{zm}} \right), \quad (4.1.)$$

un šī pieslēguma sprieguma *mean* vilnis veidojas kā

$$u'_{Mt} = 0,5U_m \left(1 + \frac{U_v}{U_{zm}} \right) \sin \omega t, \quad (4.2.)$$

savukārt relatīvais pieslēgums relatīvi ilgst

$$(1 - D_{0\pi}) = 0,5 \left(1 - \frac{U_v}{U_{zm}} \right) \quad (4.3.)$$

un

$$u'_{MR} = 0,5U_m \left(1 + \frac{U_v}{U_{zm}} \right) \sin \omega t. \quad (4.4.)$$

Rezultātā no 0 līdz π veidojas sprieguma M vilnis

$$u'_M = u_{tM} - u_{RM} = U_m \frac{U_v}{U_{zm}} \sin \omega t = U_m U_v^* \sin \omega t. \quad (4.5.)$$

Otrajā pusperiodā ($u_v = -U_v$) tiešais pieslēgums ilgst

$$D'_t = 0,5 \left(1 - \frac{U_v}{U_{zm}} \right); \quad (4.6.)$$

reversais

$$D'_R = 1 - D'_t = 0,5(1 + U_v^*). \quad (4.7.)$$

Rezultātā

$$u''_{(M)} = -U_v^* U_M \sin \omega t, \quad (4.8.)$$

kur $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ un $u''_{(M)} > 0$.

Taisngriezta vērtība ir

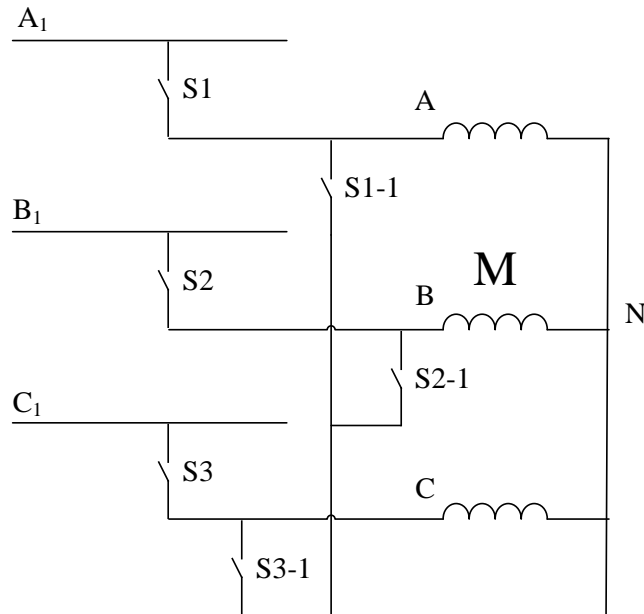
$$U_d = 0,9U_v^* U_{ef}, \quad (4.9.)$$

kur U_{ef} – avota efektīvā sprieguma vērtība.

U_v^* var mainīt zīmi, tāpēc taisngriezis ir reversīvs – atkarībā no U_v^* zīmes pozitīvajā avota sprieguma pusperiodā mainās TQ sprieguma polaritāte.

Izmantojot šādu taisngriezi, var realizēt beztransformatora DC ieejas mezglu dažādām elektroiekārtām – dimmējamām elektroiekārtām, apgaismes spuldzēm, barošanas iekārtām u. c. dažādām tehnoloģijām.

Elektropiedziņā AC modulētos spriegumus var izmantot maiņspriegumu elektromotoru palaišanas, reversēšanas un bremzēšanas procesu vadībai.



4.8. att. Asinhronā motora plūstošās palaišanas organizācija.

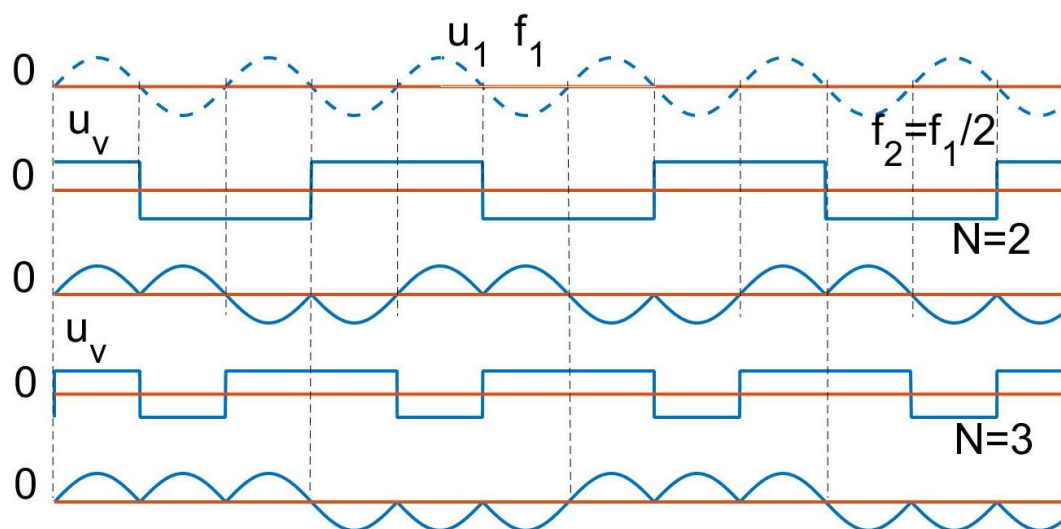
Ja ievieš vienpolārās modulācijas impulsregulatorus starp visām trīs AC fāzēm (4.8. att.), tad, mainot vadības spriegumu, var plūstoši palielināt spriegumu uz asinhronā elektromotora tinumiem, tā panākot “mīksto” palaišanu:

$$U_{fm} = U_{1f}D = U_{1f} \frac{U_v}{U_{zm}}, \quad (4.10.)$$

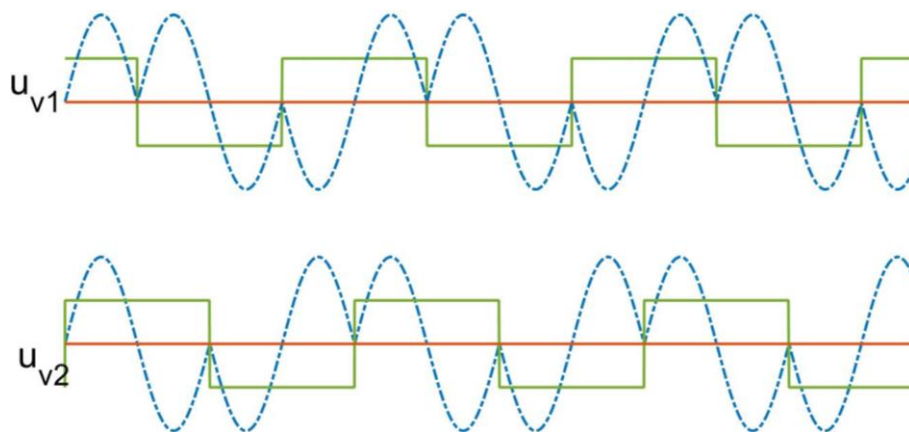
kur vadībai jālieto vienpolārais zāģspriegums ar amplitūdu U_{zm} . Ja asinhronā elektromotora fāžu tinuma izvadi ir brīvi pieejami, tad, starp trīs barošanas avota fāzēm lietojot divpolārās modulācijas impulsregulēšanas, uz fāžu tinumiem var nodrošināt gan plūstošu sprieguma palielināšanu, gan mainīt fāžu secību (A – nemainīgs, B un C – par 120° pagriezti attiecīgi atpakaļ un uz priekšu), savukārt, ieviešot katrai fāzei vienfāzes TQ vadību, var nodrošināt dinamisko bremzēšanu. Taču fāžu pagriešana var izrādīties nekvalitatīva, nenodrošinot vienādas visu trīs spriegumu amplitūdas.

Izmantojot divpolāro modulāciju, katru vienas fāzes viena perioda sprieguma taisngriešanas situāciju var atkārtot N reizes, un tā var uz slodzes iegūt sprieguma pamatharmoniku ar N reizes samazinātu frekvenci. Tā var izveidot AC sprieguma ciklokonvertēšanu, faktiski barošanas avota frekvences dalīšanu ar N (4.9. att.).

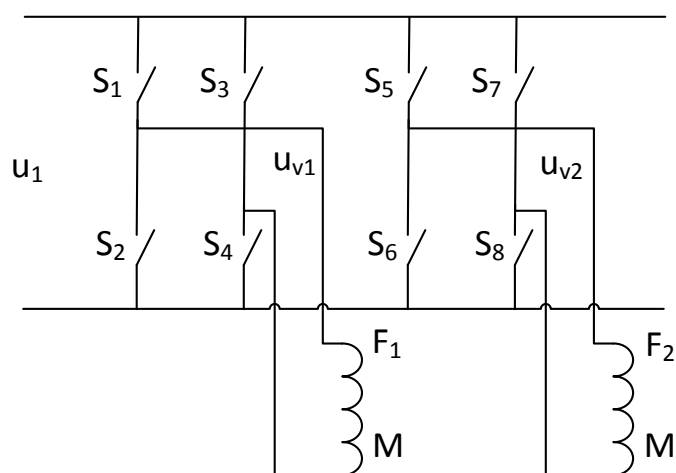
Ja izveido divus šādus tiltveida impulsregulatorus no vienas barojošās fāzes, tad, vadības signālus abiem nobīdot fāzē par 90° , iegūsim par 90° nobīdītus spriegumus u_2 , ko varētu pievienot divfāžu asinhronā dzinēja abām fāzēm (ja tās nav elektriski savienotas) un, mainot N , regulēt divfāžu elektromotora ātrumu uz leju no nominālā. Turklāt, izmainot, u_{v1} un u_{v2} savstarpējo fāzes nobīdi, var realizēt reversēšanu $N = 2$. u_{v2} atpaliek no u_{v1} par 90° .



4.9. att. Modulējot no vienas fāzes spriegumu, iegūts pārveidotāja izejas spriegumu formas.



4.10. att. Divu fāžu izveide no vienas fāzes.

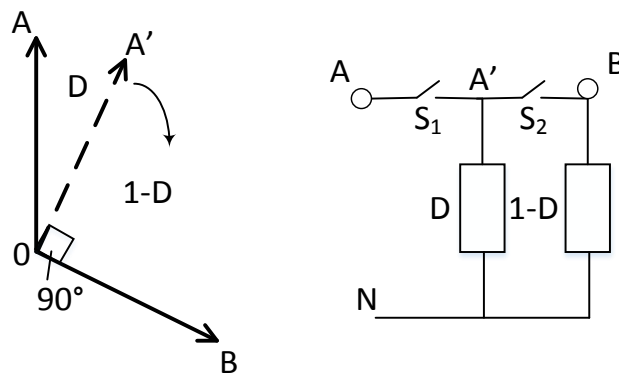


4.11. att. Divfāžu sistēmas modulators.

Līdzīgi var izveidot trīs par 120° savstarpēji nobīdītu vadības signālu sistēmu un veikt vienfāzes-trīsfāžu ciklokonvertēšanu, lietojot kopumā 12 divvirziena vadības slēdžus.

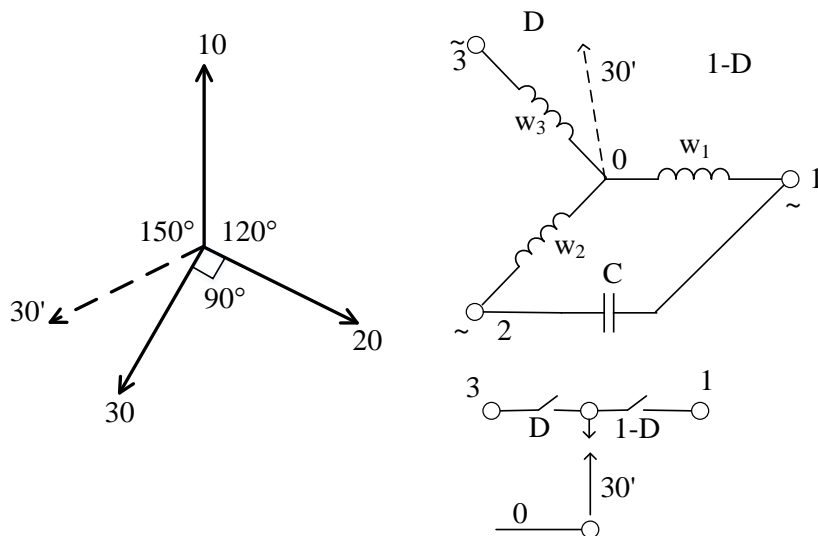
Viena no divpolārās modulācijas problēmām ir grūtības izveidot vairākām slodzēm kopēju nullpunktu. Tādēļ gadījumos, kad nepieciešams kopējs nullpunkts, jāpielieto trešais AC modulācijas princips – starpfāžu modulācija.

Piemēram, vienfāzes sprieguma sašķelšanu (angļu val. – *splitting*) divfāžu spriegumā ar fāžu 90° nobīdi var realizēt 4.12. attēlā parādīto shēmu, kurā jaunās fāzes A' ieguvei pārmaiņus A' fāzes slodzei pieslēdz A un B fāžu spriegumus (attiecīgi D un 1-D intervāli modulācijas periodā $1/f_m$).



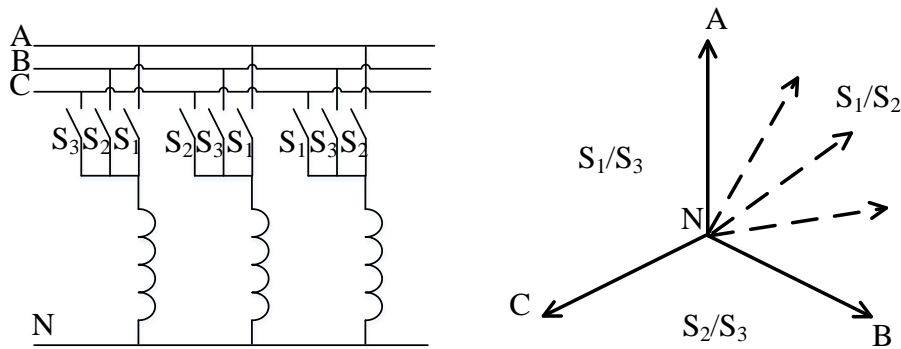
4.12. att. Vienfāzes sprieguma sašķelšana ar 90° nobīdi.

Arī vairākās citās sistēmās var realizēt jaunā fāzē nobīdīta sprieguma iegūšanu. Piemēram, maiņstrāvas kontakttīkla sistēmās ļoti nozīmīga elektriskā mašīna ir vienfāzes sprieguma sašķelšana trīsfāžu spriegumā, ko realizē ar fāžu sadales ģeneratoru (angļu val. – *phase splitting generator*). Faktiski tas ir elektromotors, ko palaiž kā kondensatoru motoru, un, tā rotoram rotējot statora papildtinumā w_3 , inducējas fāzē nobīdīts spriegums (4.13. att.).



4.13. att. 90° fāzes nobīdes lenķa rašanās.

Pateicoties kondensatoram, leņķis starp fāzēm 10 un 20 ir tuvs 120° , savukārt leņķis starp fāzi 30 un 20 ir tuvs 90° . Ieviešot starpfāžu modulāciju starp 30 un 10, var iegūt jaunu vektoru 30, kas attiecībā pret 20 būs atpaliekoši nobīdīts par 120° . Starpfāžu modulāciju var izmantot, lai iegūtu trīsfāžu regulējošu vektoru sistēmu, ko varētu izmantot gan tehnoloģiskajos procesos, gan elektromotoru ātrumu regulēšanai.



4.14. att. Fāžu nobīdes realizēšana trīsfāžu sistēmā ar divvirzienu pusvadītāju slēdžu palīdzību.

4. nodaļas secinājumi

1. Ja izstrādātā sprieguma stabilizācijas sistēma tiek izmantota sprieguma samazināšanas un stabilizēšanas nolūkā, ir iespējams samazināt gan iekārtu atslēgumu skaitu, gan arī to patērēto elektroenerģiju (gan aktīvo, gan reaktīvo).
2. Četru divvirzienu slēdžu kombinācijai ar dažādu regulēšanas metožu palīdzību ir rasta virkne dažādu lietojumu, kas pierāda to, ka, ja eksistētu par pieņemamām cenām divvirzienu pusvadītāju slēdži, tiem būtu pieprasījums.
3. IT izmantošana kombinācijā ar ciklokonvertora realizāciju ar divvirzienu slēdžiem rada ievērojamus sprieguma *THD* uzlabojumus.

SECINĀJUMI

1. IT mūsdienu regulēšanas metodes balstās uz sistēmas spriegumu augstfrekvences modulācijas risinājumiem ar pusvadītāju slēdžu palīdzību.
2. Maiņstrāvas lielumu impulsveida modulācijas paņēmieni padziļināta izpēte ir IT sistēmu izpētes pamats, kā arī tiem ir liela patstāvīgā nozīme, veidojot dažādus risinājumus arī bez IT.
3. Regulēšanas shēmas jauda var būt 10 reizes mazāka par slodzes jaudu, ja plānots regulēt izejas sprieguma maiņu 10 % diapazonā.
4. Maiņstrāvas signālu impulsveida modulācijas tiešais rezultāts jāmeklē modulēto sprieguma un vai strāvas signālu **pamatharmonikas** parametru formā (amplitūda, efektīvā vērtība, fāzes nobīdes leņķis), kas nosaka ar pirmā veida modulētajiem signāliem saistīto induktīva rakstura ķēžu gandrīz sinusoidāla veida signālu parametrus, vai otrā veida – kapacitīva rakstura ķēdēm gandrīz sinusoidāla sprieguma veida signālu parametrus.
5. Maiņstrāvas signālu impulsveida modulācijas ietekmē uz IT primāro vai sekundāro tīnumu ir iespējams izveidot dažādas gan sprieguma stabilizācijas, gan reaktīvo jaudu koriģējošas ietaises, gan arī aktīvās jaudas patēriņu ierobežojošas iekārtas.
6. Izmantojot piedāvāto sistēmu, ir iespējams iegūt līdz 25 % enerģijas ietaupījumu ielu apgaismojuma sistēmās, kas darbināmas ar gāzizlādes spuldžu palīdzību.
7. Pusvadītāju slēdžu skaits shēmā, kas paredzēta 80 % sprieguma iekritienu vai izsitienu kompensēšanai, pateicoties reaktīvo elementu radītajai fāzes nobīdei, var tikt samazināts līdz diviem pusvadītāju divvirziena slēdžiem, saglabājot mazus IT izmērus.
8. Vairākfāžu maiņsprieguma starpfāžu impulsveida modulācijas lietošana ļauj veidot fāzē nobīdītus jaunus vektorus, kā arī risināt to telpiskās orientācijas uzdevumus.
9. Lieljaudas sistēmās *THD* uzlabojumi var efektīvi veikt ar IT palīdzību.
10. Maiņstrāvas ķēžu augstfrekvences modulācija var būt par pamatu gan avancētu līdzstrāvas, gan maiņstrāvas tehnoloģiju ar dažādiem lietojumiem. Viens no vienkāršākajiem un efektīvākajiem risinājumiem ir inžekcijas transformatoru ar augstfrekvences modulācijas posmu ieviešana, kas ļauj samazināt IT gabarītus pat desmit un vairāk reizi pret pilnībā zemas frekvences IT sistēmu. Šādu augstas frekvences vienpolārās un divpolārās modulācijas elementu iesaiste zemas frekvences signālu ieguvei uz slodzes ir tūlītēji risināmi tehniskie uzdevumi dažādiem lietojumiem.

NOBEIGUMS

Darba izstrādes gaitā ir pētīti vairāki tiešie *AC/AC* pārveidotāji, kas izmantojami tādu tehnisko uzdevumu risināšanai kā sprieguma traucējumu kompensēšana, elektrisko mašīnu ātruma regulēšana, pievadsprieguma fāžu skaita maiņa un maiņsprieguma frekvences maiņa. Lai arī pētījums ir plašs un devis labus rezultātus, tas ir arī licis aizdomāties par vēl plašāku pētījumu, kas ietvertu piedāvāto risinājumu paplašinātu vadības metožu izpēti, kā arī to papildināšanu ar nelineārām induktivitātēm [29], [61], kas, iespējams, varētu padarīt vadības algoritmus mazāk resursietilpīgus. Pētot literatūru, tika noskaidrots, ka piedāvātie risinājumi ir īpaši piemēroti augstu pievadspriegumu gadījumā [76]. Līdz ar to būtu nepieciešams paplašināts praktisko eksperimentu apjoms, lai pilnībā verificētu piedāvātos risinājumus.

IZMANTOTĀ LITERATŪRA

- [3] J. M. Flores-Arias, A. Moreno-Munoz, R. Real-Calvo, J. R. Sanchez, “Transformerless power line voltage conditioner and regulator based on CA PWM Chopper”, presented at 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari, Italy, July 4–7, 2010.
- [4] O. C. Montero-Hernandez, P. N. Enjeti, “Application of a Boost AC-AC Converter to Compensate for Voltage Sags in Electric Power Distribution Systems”, in *Proc. 31st Annual Power Electronics Specialists Conf.*, 2000. pp. 470–476.
- [5] J. Kaniewski, P. Szczesniak, M. Jarnut and G. Benysek , “Hybrid Voltage Sag/Swell Compensators: A Review of Hybrid AC/AC Converters”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, issue 4, pp. 37–48, Dec. 2015.
- [7] E. C. Aeoliza, N. P. Enjeti, L. A. Moran, O. C. Montero-Hernandez and K. Sangsun, “Analysis and design of a novel voltage sag compensator for critical loads in electrical power distribution systems”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp 1143–1150, July/Aug. 2003.
- [9] S. Zahra, M. Siddique, J. Hussain, S. Jabbar, M. Riaz, “A new reliable Single-Stage Single-Phase AC-AC Converter based Dynamic Voltage Restorer for Voltage Sag/Swell compensation”, in *Proc. 2020 3rd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*, 2020. pp. 413–420.
- [10] I. Rankis, M. Prieditis and G. Stana, “Investigation of direct AC-AC BUCK converter with series injection transformer,” *2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, Latvia, 2018, pp. 1–6.
- [11] Z. Wang and J. Wang, “Review on Implementation and Assessment of Conservation Voltage Reduction,” in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, no. 3, pp. 1306–1315, May 2014.
- [12] Zhou Jing-hua, Chen Cheng, Zhang Xiao-wei and Chen Ya-ai, “Reducing voltage energy-saving control method of induction motor,” *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Busan, Korea (South), 2013, pp. 2159–2162.
- [13] Seok-II Go, S. Ahn, J. Choi, Won-Wook Jung and C. Chu, “Development and test of conservation voltage reduction application for Korean Smart Distribution Management System,” *2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Denver, CO, USA, 2015, pp. 1–5.
- [14] D. Shirkin and I. Rankis, “Transformer based AC pulse regulation systems,” *2014 55th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, Latvia, 2014, pp. 52–55.
- [15] S. Martinez Garcia, J. C. Campo Rodriguez, J. A. Jardini, J. Vaquero Lopez, A. Ibarzabal Segura and P. M. Martínez Cid, “Feasibility of Electronic Tap-Changing Stabilizers for Medium Voltage Lines – Precedents and New Configurations,” in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1490–1503, July 2009.

- [16] N. F. Mailah, S. M. Bashi and W. H. Meng, "Microcontroller based semiconductor tap changer for power transformer," *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, Bologna, Italy, 2003, pp. 6 pp. Vol. 4.
- [17] F. Q. Yousef-Zai and D. O'Kelly, "Solid-state on-load transformer tap changer," in *IEE Proc. – Electric Power Applications*, Nov. 1996, pp. 481–491.
- [18] J. Alvarez, R. Echavarria and A. Flores, "A fast regulator with semi natural commutation," *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Phoenix, AZ, USA, 2011, pp. 1119–1123.
- [19] R. Echavarria, A. Claudio and M. Cotorogea, "Analysis, Design, and Implementation of a Fast On-Load Tap Changing Regulator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 527–534, March 2007.
- [20] N. Burany, "Safe control of four-quadrant switches," *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, CA, USA, 1989, pp. 1190–1194 vol. 1.
- [21] B. Park, S. Han and H. Cha, "Diode Bridge Embedded AlGaIn/GaN Bidirectional Switch," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 36, no. 4, pp. 324–326, April 2015.
- [22] T. Morita *et al.*, "650 V 3.1 mΩcm² GaN-based monolithic bidirectional switch using normally-off gate injection transistor," *2007 IEEE International Electron Devices Meeting*, Washington, DC, USA, 2007, pp. 865–868.
- [23] Mansor, Muhamad & Abd Rahim, Nasrudin. (2012). "Three-Phase PWM-Switched Autotransformer Voltage-Sag Compensator Based on Phase Angle Analysis", *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 37, pp. 1–6, Nov. 2012.
- [24] E. Afshari, M. Khodabandeh and M. Amirabadi, "A Single-Stage Capacitive AC-Link AC-AC Power Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2104–2118, March 2019.
- [25] I. Rankis and M. Prieditis, "Properties of the AC/AC buck-boost converter," *2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, 2017, pp. 1–6.
- [26] M. Prieditis and I. Rankis, "Necessity of low range voltage stabilization and solution with transformer based AC pulse modulation system," *2015 IEEE 3rd Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)*, Riga, Latvia, 2015, pp. 1–4.
- [27] I. Rankis, M. Prieditis and D. Shirkin, "Transformer based AC pulse modulation system for voltage stabilization," *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, Riga, Latvia, 2015, pp. 600–605.
- [28] I. Rankis and M. Prieditis, "Buck mode control methods of the qZS-resonant DC/DC converters," *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Warsaw, 2017, pp. P.1–P.16.
- [29] J. Koscelnik, J. Sedo and B. Dobrucky, "Modeling of resonant converter with nonlinear inductance," *2014 International Conference on Applied Electronics*, Pilsen, Czech Republic, 2014, pp. 153–156.

- [30] Z. Fedyczak, L. Frackowiak, M. Jankowski and A. Kempinski, "Single-phase serial AC voltage controller based on bipolar PWM AC matrix-reactance chopper," *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, Germany, 2005.
- [31] G. Alain, R. Dominique and B. Hans-Peter, "AC line voltage controller for grid integration of renewable energy sources," *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–10.
- [32] P. Li, D. Holliday and B. W. Williams, "AC voltage sag-swell compensator based on unified non-inverting and inverting output voltage ac chopper," *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, Glasgow, UK, 2016, pp. 1–5.
- [33] F. Hamoud, M. L. Doumbia and A. Chériti, "Voltage sag and swell mitigation using D-STATCOM in renewable energy based distributed generation systems," *2017 Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte Carlo, Monaco, 2017, pp. 1–6.
- [34] M. Nguyen, Y. Jung and Y. Lim, "Voltage swell/sag compensation with single-phase Z-source AC/AC converter," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, Spain, 2009, pp. 1–8.
- [35] Q. Lei and F. Z. Peng, "Four quadrant voltage sag/swell compensation with interphase quasi-Z-source AC-AC topology," *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, USA, 2011, pp. 2013–2019.
- [36] H. Elmasry, H. Z. Azazi, E. E. El-Kholy and S. A. Mahmoud, "Performance Analysis of Transformer-less Dynamic Voltage Restorer," *2019 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE)*, Aswan, Egypt, 2019, pp. 522–529.
- [37] M. Nguyen, Y. Lim and J. Choi, "Single-phase Z-source-based voltage sag/swell compensator," *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 3138–3142.
- [38] K. Yamamoto, S. Ehira and M. Ikeda, "Synchronous frame control for voltage sag/swell compensator utilizing single-phase matrix converter," *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Chiba, Japan, 2016, pp. 1–6.
- [39] H. D. Vaidya *et al.*, "Single-Phase Series Compensator Circuit for Mitigating Voltage Sag or Swell in the Power System Networks – Methodology and Modelling," *2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, Madrid, Spain, 2020, pp. 1–5.
- [40] A. R. Gothane, B. B. Baliwant and V. B. Waghmare, "Simulation and Analysis of Series Active Filter Using AC-AC Converter for Mitigation of Sag," *2019 3rd International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC)*, Erode, India, 2019, pp. 886–889.

- [42] M. A. Santoyo Anaya, E. L. Moreno Goytia and J. R. Rodríguez, “The DVR-AC, a novel structure for mitigating large voltage sags and swells using voltage re-injection,” *2011 North American Power Symposium*, Boston, MA, USA, 2011, pp. 1–6.
- [43] B.N. Singh and M. Simina, “Intelligent solid-state voltage restorer for voltage swell/sag and harmonics”, in *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, 2004. pp. 98–106.
- [44] B. KIM, S. AM, P. CHRIN, E. BOULAUD and E. BOISAUBERT, “Study of the Control of an AC Voltage Stabilizer Using LQR and Anti-windup,” *2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Sorrento, Italy, 2020, pp. 623–627.
- [45] J. V. Lopez, S. M. Garcia, J. C. C. Rodriguez, R. V. Garcia, S. M. Fernandez and C. C. Olay, “Electronic Tap-Changing Stabilizers for Medium-Voltage Lines Optimum Balanced Circuit,” in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 4, pp. 1909–1918, Oct. 2012.
- [49] M. Farhoodnea, A. Mohamed and H. Shareef, “A comparative study on the performance of custom power devices for power quality improvement,” *2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2014, pp. 153–157.
- [50] M. Nguyen, Y. Jung and Y. Lim, “Voltage swell/sag compensation with single-phase Z-source AC/AC converter,” *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, Spain, 2009, pp. 1–8.
- [52] C. Ma, F. Gao, G. He and G. Li, “A Voltage Detection Method for the Voltage Ride-Through Operation of Renewable Energy Generation Systems Under Grid Voltage Distortion Conditions,” in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, no. 3, pp. 1131–1139, July 2015.
- [53] G. Lv and X. Wang, “Voltage Sags Detection and Identification Based on Phase-Shift and RBF Neural Network,” *Fourth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD 2007)*, Haikou, China, 2007, pp. 684–688.
- [54] C. Fitzer, M. Barnes and P. Green, “Voltage sag detection technique for a dynamic voltage restorer,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 1, pp. 203–212, Jan.–Feb. 2004.
- [55] S. Subramanian and M. K. Mishra, “Interphase AC–AC Topology for Voltage Sag Supporter,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 514–518, Feb. 2010.
- [56] A. A. Khan, H. Cha and H. Kim, “Magnetic Integration of Discrete-Coupled Inductors in Single-Phase Direct PWM AC–AC Converters,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2129–2138, March 2016.
- [58] Z. Zhao, J. Yang, Q. Zhu, C. Wang and F. Jian, “A direct AC-AC converter for electronic power transformer based on energy injection control,” *2016 2nd International Conference on Control Science and Systems Engineering (ICCSSE)*, Singapore, 2016, pp. 212–216.

- [59] I. Rankis, M. Prieditis and D. Shirkin, “Transformer based AC pulse modulation system for voltage stabilization,” *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, Riga, Latvia, 2015, pp. 600–605.
- [61] I. Rankis, A. Vitols and M. Prieditis, “Investigation of the effectiveness of nonlinear inductor in the AC/DC node of three phase rectifier,” *2019 IEEE 7th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)*, Liepaja, Latvia, 2019, pp. 1–7.
- [62] Рожкова Л. Д., “Козулин В. С. Электрооборудование станций и подстанций” 1987. М: Энергоатомиздат, 648 стр.
- [63] Ian Darney Updating Circuit Theory. The Voltage Injection Transformer, 2019, 8 pp.
- [64] S. Sasitharan, M. K. Mishra, B. Kalyan Kumar and V. Jayashankar, “Rating and design issues of DVR injection transformer,” *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Austin, TX, USA, 2008, pp. 449–455.
- [65] Power Electronics handbook, editor in ch. Muhammad H. Rashid, Academic Press, New York, 2001, 895 pp.
- [66] J. Kaniewski, Z. Fedyczak and P. Szczesniak, “AC voltage transforming circuits in power systems,” *2015 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*, Lagow, Poland, 2015, pp. 1–10.
- [76] A. Khedekar, D. Badade, H. Ugawekar, S. Kale, R. D. Kulkarni and M. Kumari, “Simulation of Single Phase to Single Phase Step Down Cycloconverter for Industrial Application,” *2019 International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, Navi Mumbai, India, 2019, pp. 1–6.
- [77] Vladimirs Cimanis, Vladimirs Hramcovs, Ivars Rankis, “Investigation of the Operation Speed of AC Voltage Sensor”, *Scientific Journal of Riga Technical University: Power and Electrical Engineering*, vol. 25, pp. 151–154, Jan. 2009.