



Kauno technologijos universitetas
Panevėžio technologijų ir verslo fakultetas

**Impulso pločio moduliacijos signalo filtravimo galimybių
tyrimas, kai prijungta kintanti talpinė apkrova**

Baigiamasis magistro projektas

Arnoldas Bačelis
Projekto autorius

Prof. Darius Viržonis
Vadovas

Panevėžys, 2018



Kauno technologijos universitetas
Panevėžio technologijų ir verslo fakultetas

**Impulso pločio moduliacijos signalo filtravimo galimybių
tyrimas, kai prijungta kintanti talpinė apkrova**

Baigiamasis magistro projektas
Valdymo technologijos (621H66001)

Arnoldas Bačelis
Projekto autorius

Prof. Darius Viržonis
Vadovas

Recenzentas / Recenzentė

Panevėžys, 2018



Kauno technologijos universitetas
Panevėžio technologijų ir verslo fakultetas
Arnoldas Bačelis

Impulso pločio moduliacijos signalo filtravimo galimybių tyrimas, kai prijungta kintanti talpinė apkrova

Akademinio sąžiningumo deklaracija

Patvirtinu, kad mano, Arnoldo Bačelio, baigiamasis projektas tema „Impulso pločio moduliacijos signalo filtravimo galimybių tyrimas, kai prijungta kintanti talpinė apkrova“ yra parašytas visiškai savarankiškai ir visi pateikti duomenys ar tyrimų rezultatai yra teisingi ir gauti sąžiningai. Šiame darbe nei viena dalis nėra plagijuota nuo jokių spausdintinių ar internetinių šaltinių, visos kitų šaltinių tiesioginės ir netiesioginės citatos nurodytos literatūros nuorodose. Įstatymų nenumatytų piniginių sumų už šį darbą niekam nesu mokėjęs.

Aš suprantu, kad išaiškėjus nesąžiningumo faktui, man bus taikomos nuobaudos, remiantis Kauno technologijos universitete galiojančia tvarka.

(vardą ir pavardę įrašyti ranka)

(parašas)



**KAUNO TECHNOLOGIJOS UNIVERSITETO
PANEVĖŽIO TECHNOLOGIJŲ IR VERSLO FAKULTETO
TECHNOLOGIJŲ IR VERSLUMO KOMPETENCIJŲ CENTRAS**

TVIRTINU
TVKC vadovė
Nida Kvedaraitė

BAIGIAMOJO PROJEKTO UŽDUOTIS

Diplomantui **Arnoldui Bačeliui**

Baigiamojo projekto tema
(lietuvių kalba)
prijungta talpinė apkrova

Impulso pločio moduliacijos signalo galimybių tyrimas, kai

Baigiamojo projekto tema
(anglų kalba)
capacitive load connected

Pulse width Modulation feasibility study when variable

Patvirtinta 2018 m. 03 mėn. 30 d. dekanı potvarkiu Nr. V25-13-12-1.

Irišto baigiamojo projekto pateikimo į TVKC terminas iki 2018 m. gegužės 31 d.

Duomenys, reikalavimai ir sąlygos baigiamajam projektui

Modeliavimo būdu optimizuoti impulso pločio moduliacijos elektronikos sprendimą ir pateikti modeliavimo rezultatų analizę.

Baigiamojo projekto turinys / struktūra (išvardinti pagrindines BP dalis / uždavinius / klausimus, kurie turi būti atskleisti baigiamajame projekte)

1. Mokslinės literatūros analizė darbo tema – tiriamo objekto apžvalga, ultragarsinių siūstuvų schemotechnikos analizė, kompensacinių metodų analizė problemos sprendimui.

2. Sudaryti sistemos ekvivalentinį modelį.

3. Metodų pritaikymas ekvivalentiniam modeliui ir jų tyrimas.

4. Pasiūlyti tinkamą ekvivalentinio modelio metodą.

Vadovas

prof. Darius Viržonis

(parašas, pareigos, vardas, pavardė)

Užduotį gavau

Arnoldas Bačelis

(studento parašas, vardas, pavardė)

2018 m. balandžio 18 d.

Bačelis, Arnoldas. Impulso pločio moduliacijos signalo filtravimo galimybių tyrimas, kai prijungta kintanti talpinė apkrova. Magistro baigiamasis projektas / vadovas prof. Darius Viržonis; Kauno technologijos universitetas, Panevėžio technologijų ir verslo fakultetas.

Studijų kryptis ir sritis: elektronikos ir elektros inžinerija, technologijos mokslai.

Reikšminiai žodžiai: modelis, impulso pločio moduliacija, ultragarsinis keitiklis, siūstuvai.

Panevėžys, 2018. 57 p.

SANTRAUKA

Ultragarsiniai keitikliai gali būti naudojami įvairiems technologiniams procesams įgyvendinti. Tačiau tam atlikti reikia perduoti didelius energijos kiekius į medžiagą. Jei keitiklių kiekis nėra tiksliai žinomas ir jis kinta atsiranda problema, kadangi maitinimo šaltinis dėl pasikeitusios apkrovos dirba ne optimaliu režimu. Pasikeitus apkrovai atsiranda papildomi galios nuostoliai filtro dalyje, dėl to apkraunami maitinimo šaltinio galios tranzistoriai išsiskiria papildoma šiluma tiek iš filtro tiek iš tranzistorių. Taip maitinimo šaltinio galia yra švaistoma, padidėja energijos suvartojimas.

Šio darbo tikslas - ištirti maitinimo šaltinį kuris sudarytas pusės tiltelio principu, bei pasiūlyti sprendimą maitinimo šaltinio optimizavimui kai talpinė apkrova yra kintama ir gali kisti nuo 1 ultragarsinio keitiklio iki 100 vienetų.

Darbo metodai: mokslinės literatūros analizė, darbas programa LTSpice.

Šiame darbe išnagrinėtas galios faktoriaus kompensacijos metodas, išnagrinėti žemo dažnio filtrai signalui filtruoti, taip pat literatūros analizės metu išnagrinėtos pagrindinės impulso pločio moduliacijos topologijos. Pagal išnagrinėtą teoriją sudarytas pradinės sistemos modelis LTSpice aplinkoje. Toliau su sudarytu modeliu atlikti tyrimai ir nustatytos galios nuostolių priklausomybės nuo kintančio apkrovos kiekio, surinkti duomenys tolimesnei sistemos analizei. Pagal literatūros analizės metu apžvelgtą metodą sudarytas optimizuotas sistemos modelis. Optimizuotu modeliu pakartotas tyrimas, modeliavimo metu surinkti duomenys palyginti su pradiniu sistemos modeliu.

Bačelis, Arnoldas. Pulse width Modulation signal filtering feasibility study when variable capacitive load connected. Master's Final Degree Project / supervisor prof. Darius Viržonis; Panevėžys Faculty of Technologies and Business, Kaunas University of Technology. Study field and area: Electronic and Electric Engineering, Technology Sciences. Keywords: model, pulse width modulation, ultrasonic transducer, transmitter. Panevėžys, 2018. 57 pages.

SUMMARY

Ultrasonic transducers can be used to implement various technological processes. However, it requires large volumes of energy to be transferred to the material. If ultrasonic transducer quantity is not exactly known and it can be changed, problem arises because power source does not work in optimal mode due to change in load. When load changes, additional power loss occurs in filter part. This results heat in power stage transistors and in filter components. This way power is wasted, and power consumptions increases more because of additional heat.

The aim of this work is to investigate power supply based on half bridge topology and offer a solution for optimizing power supply then the capacitive load is connected, and it varies from 1 ultrasonic transducer to 100 units.

Applied methods: scientific literature analysis, work with LTSpice program.

In this paper were analyzed power factor compensation method, low frequency filter for signal synthesizing and main topologies of pulse width modulation. According to the analyzed theory, initial system model was created in LTSpice environment. Subsequently, with the help of a compiled model, the investigations and the determination of the power loss induced dependence on variable load quantity are collected for further analysis of the system. According to the method reviewed in the literature analysis, an optimized system model has been created. An experiment reiterated with an optimized model, during simulation data was collected. This data was compared to the original system model.

TURINYS

| | |
|---|-----------|
| Ižanga | 8 |
| 1. Analitinė dalis | 10 |
| 1.1. Talpinis ultragarsinis keitiklis | 10 |
| 1.2. Siųstuvo maitinimo schemotechnikos analizė..... | 11 |
| 1.2.1. Pusės tiltelio topologijos inverteris..... | 11 |
| 1.2.2. Pilno tiltelio topologijos inverteris | 12 |
| 1.3. Impulso pločio moduliacijos generavimo būdai..... | 13 |
| 1.3.1. Sinusinė impulso pločio moduliacija (SPWM) | 14 |
| 1.3.2. Vektorinio valdymo impulsų pločio moduliacija (SVPWM)..... | 15 |
| 1.4. Pasyvūs filtrai | 16 |
| 1.5. Kompensacijos metodai..... | 20 |
| 1.5.1. Miller dažnio kompensacija | 20 |
| 1.5.2. Feedforward kompensacijos metodas..... | 22 |
| 1.5.3. PFC (Power factor correction) galios faktoriaus korekcija..... | 23 |
| 2. Tiriamoji dalis | 25 |
| 2.1. Naudojama aparatūra..... | 25 |
| 2.2. Ekvivalentinio modelio sudarymas | 26 |
| 2.3. Filtro parinkimas..... | 29 |
| 2.3.1. RC žemo dažnio filtras | 29 |
| 2.3.2. LR žemo dažnio filtras..... | 30 |
| 2.3.3. LC žemo dažnio filtras | 31 |
| 2.3.4. LCL žemo dažnio filtras | 33 |
| 2.3.5. RLC filtras | 34 |
| 2.4. Ekvivalentinės schemos tyrimas kai apkrova kinta..... | 35 |
| 2.5. Modelis su galios kompensacija | 41 |
| 2.6. Gautų tyrimo rezultatų palyginimas | 47 |
| Išvados | 51 |
| Literatūros sąrašas | 52 |
| Priedai | 54 |

IŽANGA

Talpiniai mikro ultragarsiniai keitikliai (CMUT) yra sąlyginai nauja koncepcija ultragarsinių keitiklių srityje. Dauguma ultragarsinių keitiklių yra pagaminti iš pjezoelektrinių elementų. Keitikliai yra pagaminti ant silicio pagrindo panaudojant mikroelementų technologijas. Jei kintamos srovės signalas yra paduodamas CMUT keitikliui, vibruojanti membrana generuoja ultragarso bangas, taip veikia siūstuvai. Jei ultragarso bangos yra nukreiptos į CMUT, keitiklis generuoja kintamos srovės signalą, nes kinta jo talpa, tokiu būdu keitiklis veikia kaip imtuvas.

Ultragarsiniai keitikliai gali būti naudojami įvairiems technologiniams procesams įgyvendinti. Pavyzdžiui tam tikros formos ir tikslų matmenų skylės gręžimui stikle. Taip pat naudojant ultra garsą galima atlikti apdirbimo darbus, tokius kaip šlifavimą, poliravimą, pjovimą, sriegio darymą ypatingai trapiose ir kietose medžiagose. Tačiau tam atlikti reikia perduoti didelius energijos kiekius į medžiagą. Jei naudojamas vienas ar du keitikliai, problemos nėra. Tačiau jei keitiklių kiekis nėra tiksliai žinomas ir jis kinta, atsiranda problema, kadangi maitinimo šaltinis dėl pasikeitusios apkrovos dirba ne optimaliu režimu. Pasikeitus apkrovai atsiranda papildomi galios nuostoliai filtro dalyje, dėl to apkraunami maitinimo šaltinio galios tranzistoriai, išsiskiria papildoma šiluma tiek iš filtro, tiek iš tranzistorių. Taip maitinimo šaltinio galia yra švaistoma, padidėja energijos suvartojimas.

Šiame darbe siekiama ištirti maitinimo šaltinį, kuris sudarytas pusės tiltelio principu, bei pasiūlyti sprendimą maitinimo šaltinio optimizavimui, kai talpinė apkrova yra kintama ir gali kisti nuo 1 ultragrasinio keitiklio iki 100 vienetų.

Tyrimo objektas – ultragarsinis keitiklis.

Darbo tikslas – modeliavimo būdu optimizuoti impulso pločio moduliacijos elektronikos sprendimą ir pateikti moduliavimo rezultatų analizę.

Darbo uždaviniai:

1. Išanalizuoti maitinimo šaltinio, bei žemo dažnio filtrų topologijas.
2. Išanalizuoti galios kompensavimo metodus.
3. Parinkti tinkamą žemo dažnio filtrą.
4. Ištirti pradinį sistemos modelį.
5. Pritaikyti tinkamą galios kompensacijos metodą.
6. Ištirti sistemos modelį su pritaikytu kompensacijos metodu.

Tyrimo metodai – mokslinės literatūros analizė, darbas modeliavimo programa LTSpice.

Darbą sudaro įžanga, 2 skyriai, išvados, literatūros sąrašas, 2 priedai 46 paveikslukai, 6 lentelės. Darbo apimtis – 53 puslapiai. Literatūros sąrašą sudaro 27 šaltiniai.

Konferencijose skaityti pranešimai:

Studentų mokslinėje konferencijoje „Technologijų ir verslo aktualijos – 2018“ pristatytas pranešimas tema „Impulso pločio moduliacijos signalo galimybių tyrimas, kai prijungta kintanti talpinė apkrova“. (Panevėžys: KTU Panevėžio technologijų ir verslo fakultetas, 2018m. gegužės 4 d.)

1. ANALITINĖ DALIS

1.1. Talpinis ultragarsinis keitiklis

Talpiniai mikro ultra garsiniai keitikliai – CMUT yra sąlyginai nauja ultragarso keitiklių technologija. Seno tipo ultragarso keitikliai yra gaminami naudojant pjezoelektrines medžiagas. CMUT yra gaminami mikro montavimo būdu ant silicio pagrindo, panaudojant mikro elektromechaninių įtaisų technologijas. Jų membrana yra vientisa su korpusu, tarpelis tarp membranos ir izoliuojančio sluoksnio, gali būti užpildytas tiesiog oru arba vakuumu (žr. 1 pav). [1]. Pagrindinis CMUT elementas yra kondensatoriaus celė, kurios vienas elektrodas yra pritvirtintas prie galinės plokštelės, o antras elektrodas pritvirtintas prie lanksčios membranos, kuri gali judėti. Jei kintama įtampa yra prijungiama prie elektrodų, atsiranda elektrostatinis moduliavimas, kuris sukelia membranos vibravimą. Šis vibravimas sukelia tokio pat dažnio kaip ir moduliuojama įtampa ultragarsines bangas – toks keitiklis dirba kaip siūstuvus. Jei ultragarsinės bangos judina membraną, keitiklio talpa kinta, ir šis pokytis gali būti nuskaitytas – toks veikimas traktuojamas kaip imtuvas [2].



1 pav. CMUT sandara [3]

Elektrinio veikimo prasme CMUT įtaisas yra labai artimas kintančios talpos kondensatoriui, nes ultragarso signalas čia sužadinamas ir priimamas judant virš vakuumo tarpelio esančiai plonai membranai. Toks judėjimas generuoja arba priima garso bangas. Tokio keitiklio pagrindiniai parametrai nusakomi pagal įrenginio geometriją. Nuo membranos konstrukcijos ir gamybai naudojamos medžiagos, jutiklis generuoja ultragarsines bangas kurių dažnis yra nuo 10 kHz iki 60 kHz. O mikro ultragarsinio keitiklio sukiamas bangos slėgis gali siekti iki 3 MPa [4].

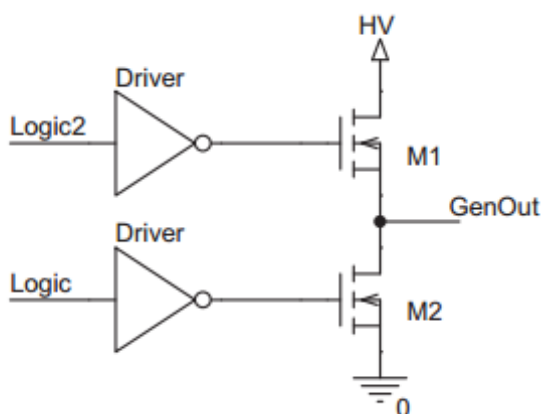
1.2. Siųstuvo maitinimo schemotechnikos analizė

Kadangi CMUT keitikliai dėl savo sandaros dirba aukštu dažniu, taip pat reikalinga aukšta įtampos amplitudė sužaditimui. Ultragarso keitiklio valdymui yra gana daug topologijų, tačiau visos jos pritaikytos tik trumpiems impulsams generuoti. Norint valdyti CMUT be perstojo, tokios topologijos netinka, nes energijos perdavimas tampa neoptimalus [5]. Šiam darbui atlikti gali būti panaudotas inverteris. Inverterio pagalba iš nuolatinės įtampos maitinimo šaltinio yra sukuriamas aukšto dažnio kintamos įtampos signalas, kuris tinkamas valdyti ultragarso keitiklį. Yra dvi pagrindinės topologijos:

- Pusės tiltelio (Half bridge) topologijos inverteris.
- Pilno tiltelio (H bride) topologijos inverteris.

1.2.1. Pusės tiltelio topologijos inverteris

Pusės tiltelio topologija yra viena paprasčiausių inverteriams dėl savo mažos kainos ir nedidelio komponentų kiekio. Dažniausiai pusės tiltelio schemą sudaro du „N“ tipo tranzistoriai, filtras, bei grandinė tranzistoriams valdyti (žr. 2 pav.). Tranzistorinių raktų valdymas vyksta panaudojant impulso pločio moduliaciją. Raktai komutuojami po vieną, su užlaikymu tarp perjungimų, jog neįvyktų trumpas jungimas. Komutuojami raktai turi tris pagrindines būsenas, šios būsenos aprašytos 1 lentelėje. Taip komutuojant tranzistorinius raktus išėjime gaunamas kintamos įtampos signalas, kurio dažnis priklauso nuo komutuojamų raktų įjungimo, bei išjungimo dažnio.



2 pav. Pusės tiltelio schema [5]

Tranzistorinių raktų valdymo padėtys

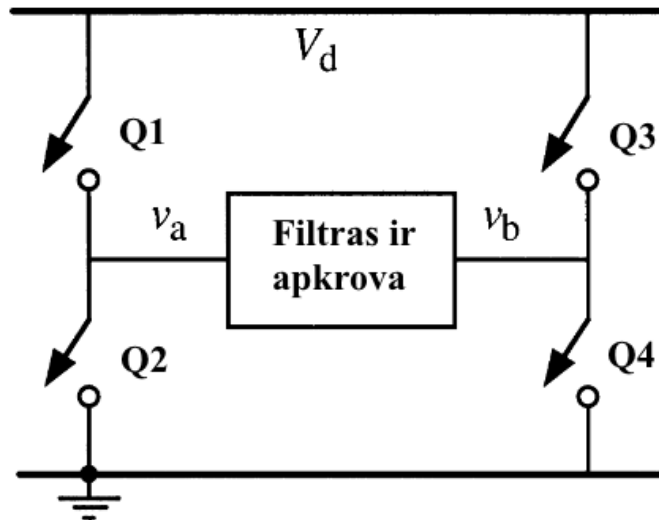
| Būsena | M1 | M2 | Išėjimas |
|--------|----|----|------------------|
| 1 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 1 | 0 | +V/2 |
| 3 | 0 | 1 | -V/2 |
| 4 | 1 | 1 | Trumpas jungimas |

Išėjimo signalo amplitudė priklauso nuo nuolatinės srovės šaltinio įtampos, o dažnis nuo komutuojamų raktų įjungimo/išjungimo dažnio. Konvertuota išėjimo amplitudė yra perpus mažesnė nei nuolatinės srovės maitinimo šaltinio generuojama įtampa. Panaudojant puslaidininkius įtaisus, bei valdymo signalą, dažniausiai impulso pločio moduliacijos, galime konvertuoti nuolatinę įtampą į norimo dažnio ir amplitudės kintamą įtampą. Tačiau norint gauti sinusinį signalą išėjime reikalingas žemo dažnio filtras, kitu atveju gaunamas išėjimas yra stačiakampės formos laike kintantis signalas. Tokia inverterio topologija gali būti puikiai panaudota ultragarsinio keitiklio valdymui.

Panaudojant šiuolaikinius puslaidininkius įtaisus, tokius kaip MOSFET arba IGBT tipo tranzistorius ir pusės tiltelio topologiją buvo sudarytas ultragarsinio keitiklio maitinimo šaltinis, kurio išėjimo įtampa siekia 1 kV, o generuojamo išėjimo maksimalus dažnis siekia 1 MHz [5]. Pasak autorių toks maitinimo šaltinis savo kaina ir funkcionalumu pralenkia rinkoje esančius gaminius ir puikiai gali susitvarkyti su talpine apkrova.

1.2.2. Pilno tiltelio topologijos inverteris

Pilno tiltelio topologija lyginant su pusės tiltelio topologija skiriasi tuo, jog naudojami 4 tranzistoriai. Dažniausiai du tranzistoriniai raktai būna „N“ tipo, likę du raktai „P“ tipo (žr. 3 pav.). Išėjimo grandinėje taip pat naudojamas filtras, o tranzistorinių raktų valdymui naudojama moduliacija, dažniausiai impulso pločio moduliacija. Paprasčiausia valdyti pilno tiltelio topologijos inverterį, kai raktai komutuojami poromis po du. Taip sumažėja trumpojo jungimo tikimybė dėl netinkamai sukombinuotų valdymo signalų. Raktai taip pat gali būti komutuojami po vieną, tačiau tam reikia 4 signalų ir valdymas tampa sudėtingesnis. Tranzistorių porų komutavimo būsenos aprašytos 2 lentelėje.



3 pav. Pilno tiltelio schema [6]

2 lentelė

Tranzistorių būsenos pilno tiltelio topologijoje

| Būsena | Q1 | Q2 | Q3 | Q4 | Išėjimas |
|--------|----|----|----|----|----------|
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | V_d |
| 2 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 3 | 0 | 1 | 1 | 0 | $-V_d$ |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |

Poromis komutuojami tranzistoriniai raktai išėjime sukuria kintamą įtampą, tačiau naudojant 4 tranzistorius išėjimo įtampa lygi nuolatinės srovės šaltinio įtampai. O sukurtos kintamos įtampos dažnis priklauso nuo moduliacijos dažnio. Pilno tiltelio ir pusės tiltelio topologijos yra glaudžiai susijusios valdymo ypatumais, bei savo struktūra. Pagrindinis šių topologijų skirtumas yra tai, kad pusės tiltelio keitiklis gali maksimaliai atiduoti pusę nominalios nuolatinės srovės įtampos. O pilno tiltelio topologijos sugeba atiduoti pilną amplitudę.

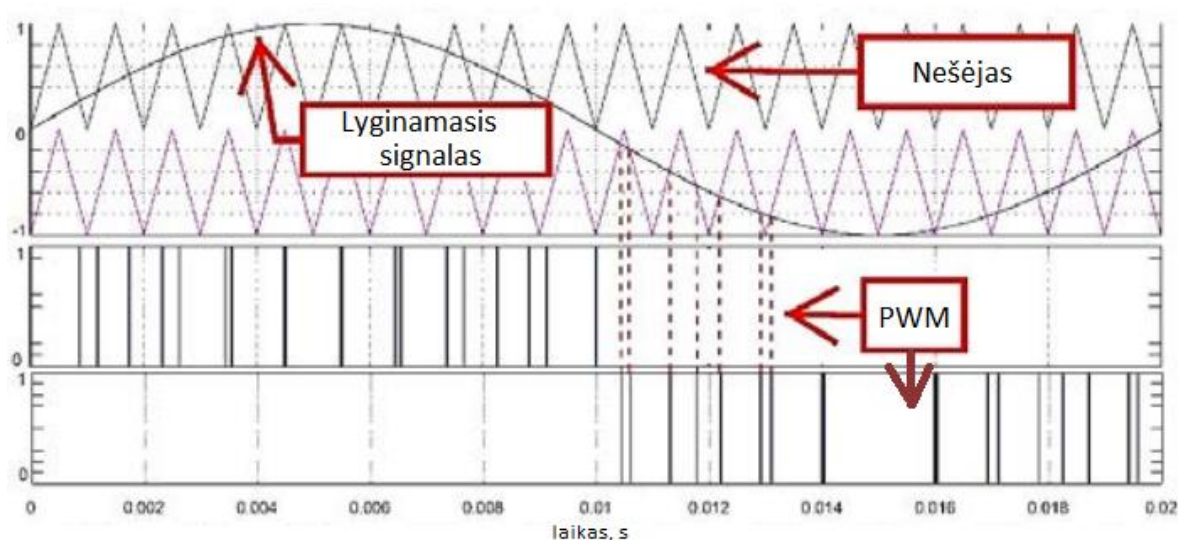
1.3. Impulso pločio moduliacijos generavimo būdai

Impulso pločio moduliaciją galima sutikti daugelyje galios keitiklių, nepertraukiamuose maitinimo šaltiniuose, dažnio keitikliuose, kurie naudojami variklių greičio valdymui. Visus šiuos įrenginius sieja tai, jog prie jų prijungiama skirtinga apkrova. Dėl skirtingos apkrovos šie maitinimo šaltiniai privalo būti adaptyvūs, jog dėl pasikeitusios apkrovos rūšies nepadidėtų iškraipymai, kurie gali sugadinti prijungtą įrangą. Taip pat nagrinėjant impulso pločio moduliaciją paremtus maitinimo šaltinius iškyla esminis klausimas, kaip sumažinti galios nuostolius atsirandančius dėl greito impulso

pločio moduliacijos įsijungimo, bei išsijungimo. Tad šioje dalyje trumpai aptariami skirtingi impulso pločio moduliacijos būdai.

1.3.1. Sinusinė impulso pločio moduliacija (SPWM)

Pirmasis tipas yra sinusinė impulso moduliacija (angl. Sinusoidal Pulse-Width modulation-SPWM). Toks moduliacijos būdas dažnai sutinkamas galios keitikliuose. Ši impulso pločio moduliacija paremta sinusiniu signalu. Sinusoidinis signalas priimamas kaip palyginamasis signalas. Sinusoidės dažnis yra toks, koks numatytas išėjimo dažnis, o nešėjo signalo dažnis (įsijungimų, bei išsijungimų greitis) turi būti tris kartus didesnis už palyginamąjį signalo dažnį. Kai abu signalai yra moduluojami, jie sukuria SPWM signalą (žr. 4 pav.) [7].



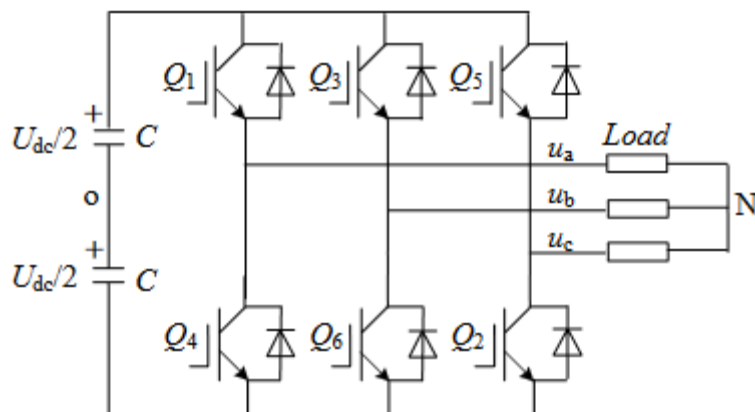
4 pav. Sinusoidinio impulso pločio moduliacijos signalo formavimas [7]

Toks moduliacijos būdas smarkiai sumažina harmonikas galios keitikliuose lyginant su vienkopiu impulso pločio moduliacijos signalu (angl. Single Pulse Width modulation), arba daugiapakopiu moduliacijos signalu (angl. Multiple Pulse Width Modulation). Taip pat šis signalas lengvai suderinamas su šiuolaikiniais mikroprocesoriais [8]. Panaudojant mikroprocesorių galima sugeneruoti sinusinę impulsų pločio moduliaciją nenaudojant nešančio signalo, bei lyginamojo signalo. Naudojant mikrovaldiklį yra sudaroma reikšmių matrica, kurioje nurodomi moduliacijos indeksai. Pagal norimą dažnį mikrovaldiklyje ciklo metu kreipiamasi į sudarytą reikšmių matricą ir gaunami impulsai, kuriais galima valdyti tranzistorinius raktus [9]. Mikrovaldiklio panaudojimas generuojant sinusinę impulsų pločio moduliaciją sumažina reikalingos įrangos kiekį. Taip pat panaudojant mikrovaldiklį sistema tampa lankstesnė, ją lengviau adaptuoti esant pasikeitimams.

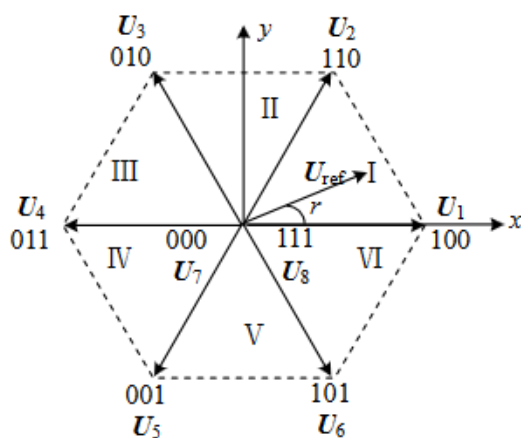
1.3.2. Vektorinio valdymo impulsų pločio moduliacija (SVPWM)

Vektorinio valdymo impulso pločio moduliacija plačiai paplitusi automatinio valdymo sistemose. Pavyzdžiui, šio valdymo metodas naudojamas pavarų dažnio keitiklių valdyme, nepertraukiamu maitinimo šaltinių valdyme ir t. t. Šis metodas labiau paplitęs nei ankščiau aprašytas metodas, dėl to, jog nereikia generuoti pjūklinio nešėjo signalo, ir tai sumažina naudojamos įrangos kiekį, bei suteikia plačias galimybes skaitmeniniam valdymui [10].

SVPWM metodas vektorinę erdvę padalina į šešis sektorius, kuriuos skiria aštuoni vektoriai (du iš jų yra nuliniai vektoriai), likę šeši vektoriai yra komutuojami šešiais galios tranzistoriais (Q_1 - Q_6) (žr. 5 pav.). Šie šeši įtampos vektoriai artėja prie etaloninės išėjimo įtampos derinant du iš gretimų vektorių, bei įtraukiant nulinius vektorius, kurie yra atitinkamuose sektoriuose tam tikru perjungimo periodu (U_1 - U_6) (žr. 5, 6pav.) [11].



5 pav. Trijų fazių keitiklis sudarytas iš šešių galios tranzistorių [11]



6 pav. Vektorinė erdvė padalinta į šešis sektorius Po persijungimo periodais esamos būsenos 1 – įjungta, 0 – išjungta. U_{ref} tai etaloninis išėjimo įtampos vektorius, kuris yra pirmame sektoriuje (I), r – tai erdvės vektoriaus sukimosi kampas [11]

Toks PWM valdymo metodas turi geras dinamines savybes, gana lengvą realizavimą skaitmeninėje aplinkoje, bei gali pasiekti galios faktorių lygų vienetui. Tačiau norint išgauti kokybišką išėjimo signalą susiduriama su trejais sunkumais [12] :

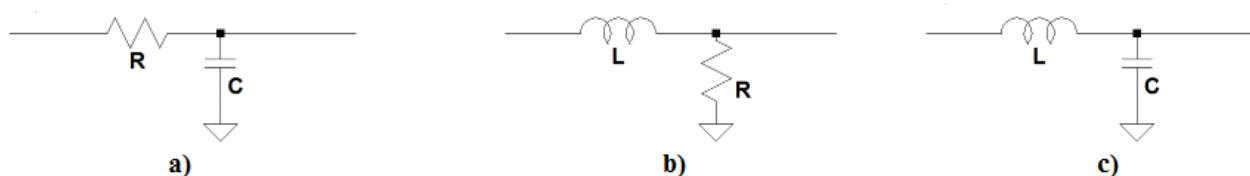
- 1) nulinių vektorių pasirinkimas,
- 2) vektorių sekos sudarymas,
- 3) vektorių ciklų suskaidymas nenaudojant papildomų PWM komutacijų.

Tačiau šiuos tris sunkumus galima išspręsti panaudojant prognozuojantį SVPWM valdymo algoritmą. Panaudojant šį algoritmą, sinchroniniuose atskaitos taškuose naudojant perjungimo funkcijas atliekamas nulinių vektorių parinkimas ir seka. Tai atliekama kiekviename perjungimo periode [13], [14].

1.4. Pasyvūs filtrai

Naudojant impulso pločio moduliacijos, bei tranzistorinio keitiklio kombinaciją, gautą išėjimą būtina nufiltruoti. Kadangi tranzistorių išėjime gaunamas signalas yra impulsų virtinė. Norint sintezuoti skaitmeninį signalą yra naudojami pasyvūs filtrai. Pasyvų filtrą gali sudaryti ir vienas komponentas, pavyzdžiui, induktorius – ritė. Tačiau įtampos kritimas induktoriuje paveikia sistemos reakcijos laiką, bei sistema tampa nedinamiška [15]. Siekiant išvengti sistemos reakcijos sumažėjimo, bei optimaliai sintezuoti išėjimo signalą yra naudojami įvairūs komponentų deriniai, kurie sudaro žemo, aukšto arba koncentruoto pralaidumo filtrą. Tyrimui atlikti yra aktualus žemo dažnio filtras, todėl plačiau panagrinėjama būtent ši topologija.

Žemo dažnio filtras blokuoja aukšto dažnio harmonikas, kurios yra nereikalingos, ir praleidžia tam tikrą ruožą žemo dažnio signalo. Žemo dažnio filtrai gali būti įvairių rūšių (žr. 7 pav.), bei eiliškumo. Pats paprasčiausias žemo dažnio filtras gali būti pirmos eilės RC arba LR topologijos filtras. Paminėti filtrai yra sudaryti iš dviejų komponentų, tai, pirmu atveju varžos ir kondensatoriaus, antru atveju iš ritės ir varžos. Taip pat galios keitikių išėjimui filtruoti yra plačiai naudojamas LC žemo dažnio filtras, kuris sudarytas iš ritės ir kondensatoriaus.



7 pav. Filtrų topologijos: a) RC filtras; b) LR filtras; c) LC filtras

RC filtras, tai vienas paprasčiausių žemo dažnio pasyvių filtrų. Kaip jau buvo minėta, jį sudaro 2 komponentai, rezistorius ir kondensatorius. Šio filtro kirtimo dažnis apskaičiuojamas panaudojant (1) formulę:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1)$$

čia R – rezistoriaus varža, Ω ;

C – kondensatoriaus talpa, F.

Kadangi kondensatorius yra reaktyvus komponentas, jo veikimas priklauso nuo dažnio, o rezistoriaus vertė nesikeičia, nors dažnis kinta. Kondensatoriaus vidinė varža esant žemiems dažniams yra aukšta, palyginti su rezistoriaus verte. Tai reiškia jog įtampos potencialas, esantis kondensatoriuje yra didesnis, nei įtampos kritimas ant rezistoriaus, todėl srovė teka tiesiai į apkrovą. Esant aukštam dažniui viskas vyksta atvirkščiai, kondensatoriaus vidinė varža talpa labai maža, ir srovė teka tiesiai į žemę, vyksta trumpas jungimas ir aukšto dažnio dedamosios yra nuslopinamos.

RL žemo dažnio filtras sudarytas taip pat iš dviejų komponentų, tai varžos, bei induktoriaus - ritės. Šio filtro veikimo principas pagrįstas indukciniu reaktyvumu. Kai kintama srovė teka per ritę, kinta jos varža. Šis varžos kitimas vadinamas indukciniu reaktyvumu. Ritės turį labai didelę vidinę varžą, kai per ją teka aukšto dažnio kintamos srovės signalas, o esant žemiems dažniams ritės varža tampa labai žema. Visiškai priešingai nei veikia kondensatorius. Tad filtras efektyviai praleidžia žemo dažnio signalą ir blokuoja aukšto dažnio signalus. Šio filtro kirtimo dažnis išskaičiuojamas panaudojus (2) formulę.

$$f_c = \frac{R}{2\pi L} \quad (2)$$

čia L – ritės induktyvumas, H.

LC žemo dažnio filtras laikomas antros eilės filtru, dėl to, jog jis turi du reaktyvius elementus. Šį filtrą sudaro induktorius – ritė, bei kondensatorius. Šio filtro kirtimo dažnis apskaičiuojamas pagal (3) formulę. LC filtro veikimas pagrįstas prieš tai aprašyta signalo slopinimo kombinacija. Tai yra, ritės varža esant aukštam dažniui nepraleidžia signalo, o kondensatorius, esant aukštam dažniui, signalus sujungia su žeme, ir gaunamas trumpas jungimas. Dėl to, aukšto dažnio harmonikos yra efektyviai nufiltruojamos. Tačiau LC filtro kombinacija turi rezonansinį dažnį. Rezonansas įvyksta tada kai tinkamai parinkti ir suderinti komponentai.

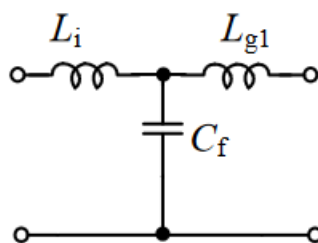
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3)$$

LCL žemo dažnio filtras. Pagrindinė šio filtro funkcija yra nuslopinti aukšto dažnio dedamąsias, atsiradusias vykstant greitam impulso pločio moduliacijos pulsavimui. Su tuo puikiai susitvarkydavo LC arba LR žemo dažnio filtrai. Tačiau neseniai buvo pradėti naudoti LCL topologijos filtrai. Šios topologijos filtrai turi pranašumų prieš savo pirmtakus. Tai yra reikalingas mažesnis induktyvumas ritėms, tai pagerina išėjimo dinamiką, filtro dizainas tampa ekonomiškas, mažėja galios švaistymas filtre, ir šio filtro slopinimas už rezonansinio dažnio yra didesnis, lyginant su kitais L topologijos filtrais. Tačiau šis filtras turi ir trūkumų. Dėl filtro rezonansinio dažnio išėjimo srovė yra iškraipoma. Tačiau ši problema sprendžiama panaudojant papildomą aktyvų arba pasyvų rezonanso slopinimo metodą [16]. Šį filtrą sudaro dvi nuosekliai sujungtos ritės L_i ir L_{g1} , bei kondensatorius C_f prijungtas tarp ričių lygiagrečiai žemės kontaktui (žr. 8 pav.).

Šio filtro rezonansinis dažnis paskaičiuojamas pagal (4) formulę:

$$f_c = 2\pi \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (4)$$

čia L_1, L_2 – ričių induktyvumai;
 C_f – kondensatoriaus talpa.



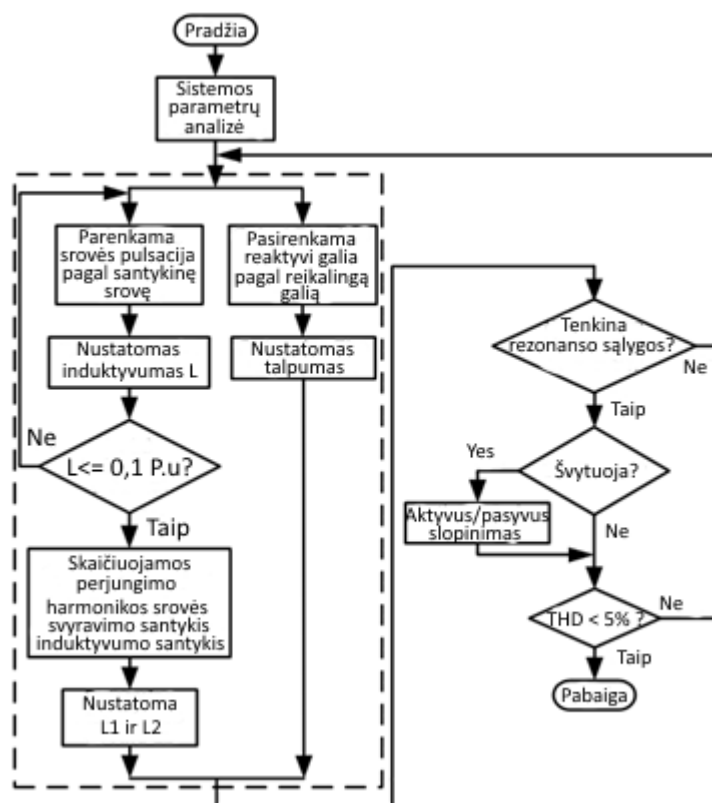
8 pav. LCL filtras [17]

LCL filtro parinkimas atliekamas pagal algoritmą (žr. 9 pav.). Pradžioje analizuojami sistemos parametrai. Pagal išanalizuotus parametrus pasirenkama kaip bus apskaičiuojami komponentai, ar pagal srovę, ar pagal reaktyvią galią. Jei pagal srovę, apskaičiuojamas bendras ričių induktyvumas, jei paskaičiuotas induktyvumas viršija 0,1 P.u, induktyvumas perskaičiuojamas. Jei induktyvumas neviršija ribos, paskaičiuojamas perjungimo harmonikų srovės slopinimo koeficientas ir induktyvumo santykis. Pagal gautus duomenis paskaičiuojamos ričių nominalios reikšmės. Jei komponentai skaičiuojami pagal reaktyvią galią, paskaičiuojamas talpumas. Kai komponentai skaičiuojami pagal srovę, ir žinomas ričių induktyvumas, arba jei komponentai skaičiuojami pagal reaktyvią galią, ir žinomas talpumas, tikrinama ar pagal paskaičiuotus duomenis gaunamas tinkamas

rezonansinis dažnis. Jei rezonansinis dažnis tenkina, žiūrima ar nėra svyravimų, jei yra svyravimai, sprendžiama kokį slopinimą naudoti, aktyvų ar pasyvų. Jei nėra svyravimų, arba buvo parinktas slopinimas, tikrinami harmoniniai iškreipymai, jei harmoniniai iškreipymai yra mažesni, arba lygus 5 procentams, vadinasi filtras parinktas teisingai, jei harmoniniai iškreipymai viršija 5 procentus, filtras perskaičiuojamas nuo pradžių. Tačiau yra keli ribojimai parametrams [18]:

- bendras induktyvumas neturėtų viršyti 0,1 (p.u), nes tai gali sukelti įtampos kritimą, o tai iššauktų didelius nuostolius;
- talpumas yra ribotas dėl reaktyvios galios faktoriaus (dažniausiai šis faktorius yra mažiau nei 5 procentai);
- rezonansinis dažnis turi būti tarp ribų : $10\omega_0 \leq \omega_{res} \leq \omega_{sw}/2$, čia ω_0 išėjimo dažnis (rad/s), ω_{res} rezonansinis dažnis (rad/s), ω_{sw} persijungimo dažnis;
- slopinimo elemento nuostoliai turi būti minimalūs, jog nesumažinti bendro efektyvumo.

Atlikus komponentų parinkimą atsižvelgiant į apribojimus parenkamas LCL filtras. Jo veikimas pagrįstas anksčiau aprašytais komponentų funkcionalumais.

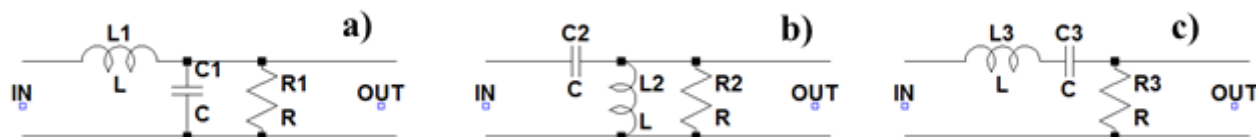


9 pav. LCL filtro parinkimo algoritmas

RLC filtras turi labai daug konfigūracijų. Jis gali dirbti kaip žemo dažnio filtras, kaip aukšto dažnio filtras, arba kaip juostinis filtras. Varijuojant komponentų išdėstymu, filtro topologija gali būti

keičiama (žr. 10 pav.). RLC schema formuoja harmonikų svyravimą srovei ir rezonuoja panašiu principu kaip ir LC filtras. Kirtimo dažnis visoms trimis topologijos apskaičiuojamas panaudojant tą pačią formulę (5):

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5)$$



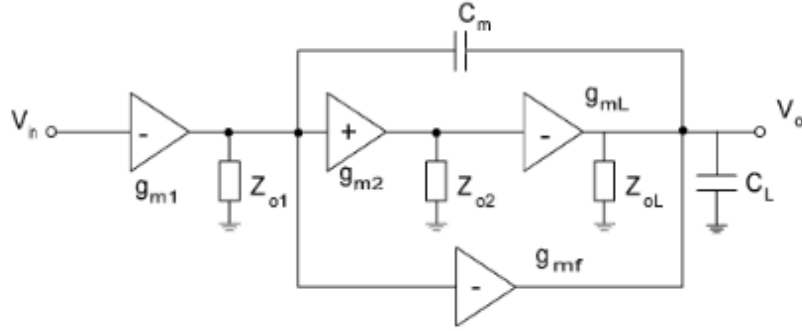
10 pav. Filtrų konfigūracijos: a) žemo dažnio schematika; b) aukšto dažnio schematika; c) juostinio filtro schematika

Sudarant RLC filtrą varža patampa kaip apkrova, prie kurios prijungtas filtras. Slopinimo koeficiento vertė parenkama atsižvelgiant į norimą filtro pralaidumą. Esant didesnei slopinimo koeficiento reikšmei, gaunamas didesnis pralaidumas, kai slopinimo koeficiento reikšmė mažesnė, gaunamas mažesnis pralaidumas. Trys filtro komponentai – induktyvumas, talpumas ir varža suteikia tris laisvės laipsnius. Du iš šių komponentų naudojami nustatyti filtro pralaidumą ir rezonansinį dažnį. Panaudojus dvi dedamąsias lieka vienas komponentas, kurio pagalba galima koreguoti R, L, C, jog reikšmės būtų patogios. Kitu atveju skaičiuojami tik LC komponentai, kadangi R gali būti naudojama kaip apkrova.

1.5. Kompensacijos metodai

1.5.1. Miller dažnio kompensacija

Miller kompensavimo metodas naudojamas padidinti silpną stiprintuvo signalo amplitudę, kai naudojama didelė talpinė apkrova. Šiam metodui naudojamas vienas kondensatorius, kuris atspindi santykį tarp išėjimo srovės pasikeitimo ir įėjimo įtampos pasikeitimo. Tai suformuoja *push-pull* stadiją išėjime, kuri padeda padidinti laikiną atsaką stiprintuve. Nagrinėjamame metode vienas *Miller* kompensacijos kondensatorius yra panaudotas atskirti pirmą ir trečią stiprinimo laipsnį (žr. 11 pav.).



11 pav. Miller kompensacijos topologija, g_{m1} , g_{m2} , g_{mL} – stiprintuvai, C_m - Miller kompensacijos kondensatorius, C_L – talpinė apkrova [19]

Šios schemos perdavimo funkcija pateikta lygtimi (6):

$$A_{v(SMC)}(s) = \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = \frac{A_{dc} \left(1 + s \frac{C_{p2} g_{mf} - C_m g_{o2}}{g_{m2} g_{mL}} - s^2 \frac{C_m C_{p2}}{g_{m2} g_{mL}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p - 3dB}\right) \left(1 + s \frac{C_L g_{o2}}{g_{m2} g_{mL}} + s^2 \frac{C_{p2} C_L}{g_{m2} g_{mL}}\right)} \quad (6)$$

čia $A_{v(SMC)}(0) = A_{dc} = (g_{m1} g_{m2} g_{mL} / g_{o1} g_{o2} g_L)$ – nuolatinės srovės stiprintuvo stiprinimo koeficientas;

$p_{3-dB} = (g_{o1} g_{o2} g_L / g_{m2} g_{mL} C_m)$ stiprintuvo išėjimo dedamoji;

C_{p1} , C_{p2} , C_{pL} – parazitinės talpos kurios schemoje nepavaizduotos [19].

Priimdami, kad parazitinės talpos yra mažesnės už apkrovos talpą ir Miller kompensacijos talpą gauname:

$$C_m = \frac{1}{A_{v2}} \left(2 \frac{g_{m1}}{g_{mL}} C_L\right); \quad (7)$$

čia $A_{v2} = (g_{m2} / g_{o2})$ – antro stiprintuvo stiprinimo koeficientas.

Tačiau iš (7) formulės matome, jog šis Miller kompensacijos metodas taip pat gali būti taikomas tik esant konkrečiai apkrovai, kadangi nagrinėjamoje sistemoje apkrova gali kisti, būtent šis metodas nėra tinkamas aplikacijai. Tačiau, pagal straipsnio autorių, jei šis kompensacijos kondensatorius paskaičiuotas tinkamai maksimaliai apkrovai, tai esant mažesnėms apkrovoms savo funkciją atlieka ir kompensuoja trūkstamą amplitudę, jei tenkinamos sąlygos:

$$a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0 \quad (8)$$

$$\frac{g_{02}}{C_{p2}} > \frac{g_{m1}}{c_m} = GBW \quad (9)$$

$$\text{Čia } a_0 = \frac{c_{p2} C_L C_m}{g_{m1} g_{m2} g_{mL}}; \quad (10)$$

$$a_1 = \frac{g_{02} C_L C_m}{g_{m1} g_{m2} g_{mL}}; \quad (11)$$

$$a_2 = \frac{c_m}{g_{m1}}; \quad (12)$$

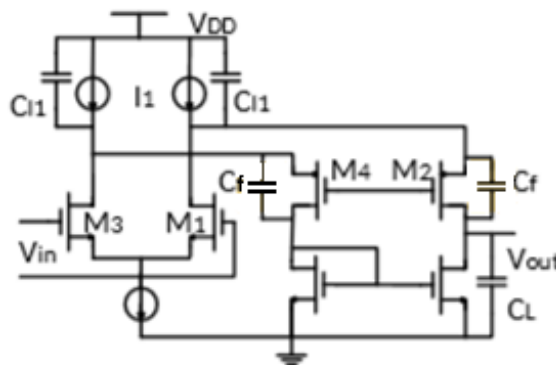
$$a_3 = 1; \quad (13)$$

GWB – išėjimo signalo dažnis.

Naudojant mažesnes apkrovos talpas nusistovėjimo laikas mažėja [19]. Tai-gi panaudojant tokį metodą proceso nusistovėjimo laikas priklausytų nuo prijungtos apkrovos dydžio.

1.5.2. Feedforward kompensacijos metodas

Kaip prieš tai minėtame Miller kompensacijos metode čia taip pat naudojami kompensacijos kondensatoriai, tik šiuo atveju jie naudojami du, šie kondensatoriai pažymėti C_f žymėjimu (žr. 12 pav.).



12 pav. Feedforward topologijos schema [20]

Ši kompensacija naudojama pasiekti aukšto dažnio veikimą panaudojant fazės – nulio anuliaciją. Priimant, jog fazės yra atskirtos, fazės ir nulis gali būti aprašyti perdavimo funkcijomis (14)- (16) [20] formulės:

$$\omega_z = \frac{g_{m2}}{(c_f + c_{DB2})}, \quad (14)$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{r_0 + c_1}, \quad (15)$$

$$\omega_{pz} = \left[c_2 + c_3 + c_f + \frac{g_{m2}(c_f + c_{BD2})(c_2 + c_{BD1})}{c_1} \right] \quad (16)$$

čia $C_1 = C_L + C_{GD2}$;

$C_2 = C_{II} + C_{GS1}$;

$C_2 = C_{BD1} + C_{BD2}$;

r_0 – stiprintuvo (žr. 12 pav.) išėjimo impedansas [20].

Kai stiprintuvas be kompensacijos kondensatoriaus C_f , nulis yra gerokai aukščiau nei antroji fazė, tad dažniausiai C_{BD2} talpa yra gerokai mažesnė nei kondensatorių esančių antroje fazėje. Įtraukiant kompensacijos kondensatorių C_f , nulis ω_z persislenka į žemesnę dažnį ir praktiškai leidžia anuliuoti antrą fazę ω_{p2} . Tačiau dėl parazitinių talpų visada išlieka ne sutapimas tarp fazės ir nulio. Taip pat dėl kompensacinių kondensatorių persislenka ir antra fazė, tačiau labai mažu kampu. Dėl to reikalingas sąlyginai didelės talpos kompensacinis kondensatorius, kad būtų išlyginti fazės ne sutapimai. Tačiau prijungus varžą R_f nuosekliai kompensaciniam kondensatoriui C_f šis ribojimas gali būti pašalintas [20].

Nagrinėtame straipsnyje naudojamas vienas įėjimas, kuris yra invertuojamas neigiamai daliai valdyti. Įtraukus šį kompensacijos metodą į simuliuojama grandinę schema atrodytų paprasčiau, nes naudojami du atskiri valdymo signalai, teigiamai ir neigiamai fazei komutuoti.

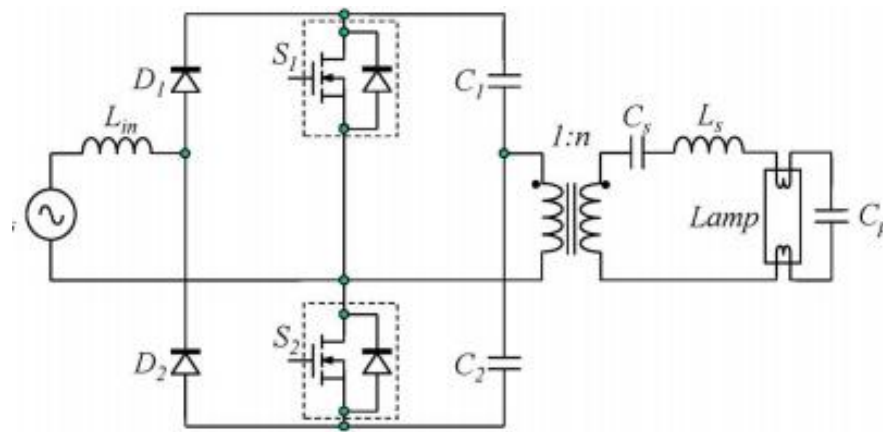
1.5.3. PFC (Power factor correction) galios faktoriaus korekcija

Galios faktoriaus korekcija naudojama pašalinti išėjime gaunamas nereikalingas harmonikas kurių filtras nenufiltruoja. PFC schema dažniausiai įterpiama tarp maitinimo šaltinio ir apkrovos pašalinti aukštos eilės harmonikas. Dažniausiai PFC turi du kontūrus, vienas atsakingas už įėjimo srovės formavimą, antras už išėjimo įtampos formavimą. Dėl to keitiklis pasižymi dideliu galios faktoriumi, bei greitaveika. Tačiau tokiam keitikliui reikia dviejų papildomų tranzistorinių raktų, bei valdymo grandinių jiems, dėl to keitiklio kaina tampa nepatraukli [21].

Tačiau PFC galima įterpti į inverterio valdymo grandinę, kuri paremta pusės tiltelio topologija. Toks valdymo metodas buvo pritaikytas lempos elektroniniam balastui. PFC ir inverteris dalinasi tais pačiais galios tranzistoriais ir valdymo grandinėmis, taip inverterio kaina tampa mažesnė.

Tačiau tokios topologijos schematika turi trūkumą lyginant su klasikinėmis PFC schemomis, nes atsiranda didesnis laidumo nuostolis. Tai nutinka dėl to, jog bendros grandinės dalyje visada įterpiami du puslaidininkiai diodai, per kurios visada teka srovė [22].

Schema, kurioje įterptas PFC, sudaryta iš indukatoriaus maitinimo dalyje L_{in} , dviejų tranzistorinių raktų S_1 ir S_2 , dviejų kondensatorių C_1 ir C_2 , bei dviejų puslaidininkių diodų D_1 ir D_2 (žr. 13 pav.). Tuo pačiu suformuotas pusės tiltelio topologijos keitiklis, kurį sudaro tie patys komponentai, tik pridamas izoliuojantis transformatorius ir filtras, kuris sudarytas iš C_s kondensatoriaus, bei L_s indukatoriaus – ritės. Prie filtro išėjimo prijungta apkrova – fluorescencinė lempa. Šioje schemoje tranzistoriniai raktai yra valdomi impulso pločio moduliacijos signalu, kurio dažnis yra fiksuotas, ir moduliacijos indeksas išlieka pastovus – 0,5. PFC dirba nepertraukiamo laidumo režimu (DCM).



13 pav. PFC grandinė įterpta į pusės tiltelio valdymo topologiją [22]

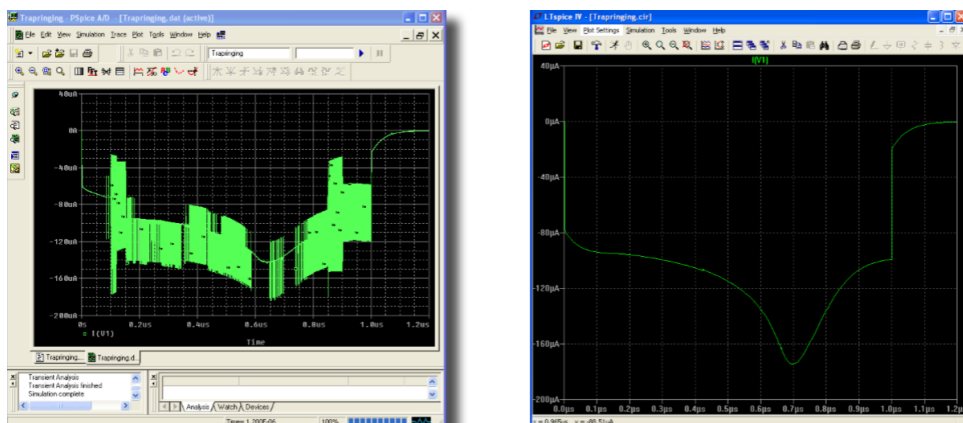
2. TIRIAMOJI DALIS

Tiriamoji dalis sudaryta iš ekvivalentinio modelio sudarymo, literatūros apžvalgoje adaptuotų principų pritaikymo valdomam objektui, bei rezultatų analizės.

2.1. Naudojama aparatūra

Eksperimentiniai daliai atlikti naudojamas personalinis kompiuteris bei SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) programinė įranga, skirta modeliuoti elektrinėms schemoms. Modeliuojant schemas su SPICE programine įranga galima greitai atlikti sistemos simuliaciją neišleidžiant pinigų ir taupant laiką. Ekvivalentas simuliacijai gali būti schemos surinkimas ant laikinos plokštės (breadboard), tačiau laikinai surinkta sistema lyginant su galutiniu rezultatu gali skirtis dėl parazitinių varžų, bei talpų. Naudojant programinę įrangą šiuos parazitinius veiksnius galima įtraukti į schemos simuliaciją. Tai suteikia konkrečią informaciją, kaip modeliuojama sistema reaguos į tokius trikdžius. Taigi modeliavimas yra puikus pasirinkimas bandymams atlikti.

Naudojama programinė įranga yra nemokama programa – LTspice. Būtent ši programa iš daugelio nemokamai prieinamų programų buvo pasirinkta dėl to, jog turi plačią komponentų duomenų bazę, geba greitai atlikti skaičiavimus, yra tiksli ir stabili. Palyginimui atlikta to paties modelio simuliacija skirtingose programose (žr. 14 pav.). Palygintos programos PSpice ir LTspice, abi šios programos naudoja tą patį principą, tačiau palyginus gautus rezultatus PSpice programa aiškiai pateikia neteisingus rezultatus. Tai greičiausiai atsitinka dėl to, jog yra įvelta klaida diferencijuojant Yang-Chatterjee įkrovimo lygtis [23].

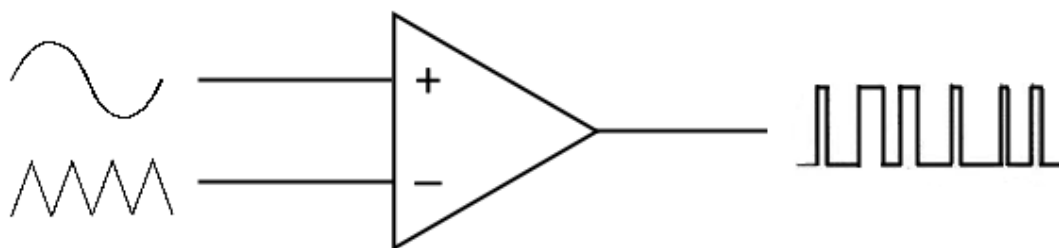


14 pav. Kairėje PSpice gautas išėjimas, dešinėje LTspice gautas išėjimas [23]

2.2. Ekvivalentinio modelio sudarymas

Kaip minėta modeliui sudaryti naudojama LTSpice modeliavimo aplinka. Valdomas objektas yra ultragarsinis keitiklis. Šis keitiklis traktuojamas kaip talpinė apkrova, tad ekvivalentinėje schemoje apkrova priimama kaip kondensatorius, kurio talpumas atitinka ultragarsinio keitiklio talpumą, tai yra 2500 pF. Ultragarsinis keitiklis dirba kaip siūstuvus. Jam maitinti reikalinga kintama įtampa, kurios nominali reikšmė yra +/- 100 V. Keitiklio rezonansinis dažnis yra 40 kHz, norint išgauti maksimalų efektą, keitiklis turi būti valdomas šio dažnio kintamos įtampos signalu.

Keitiklio valdymui pasirinktas pusės tiltelio topologijos inverteris, kuris nuolatinę įtampą keičia į kintamą. Pasirinkta būtent tokia topologija, nes reikalauja minimalaus kiekio komponentų, valdymui užtenka dviejų signalų. Keitikliui naudojami du MOSFET tipo tranzistoriai – IRL540, šių tranzistorių parametrai pateikti 3 lentelėje. Lauko tranzistoriai yra valdomi SPWM principu (žr. 15 pav.). Lyginamojo signalo dažnis yra lygus reikiamam sugeneruotam kintamam signalui – 40 kHz. Nešlio dažnis parinktas 250 kHz, toks dažnis tenkina sąlygą, jog nešėjo dažnis turi būti 3 kartus didesnis nei generuojamo signalo. Taip pat naudojant 250 kHz nešėjo dažnį gaunami signalai tranzistorių valdymui yra aukštos rezoliucijos, ir taip gaunama sinusoidė išėjime yra artima idealiai sinusoidai.



15 pav. SPWM generavimo metodas

3 lentelė

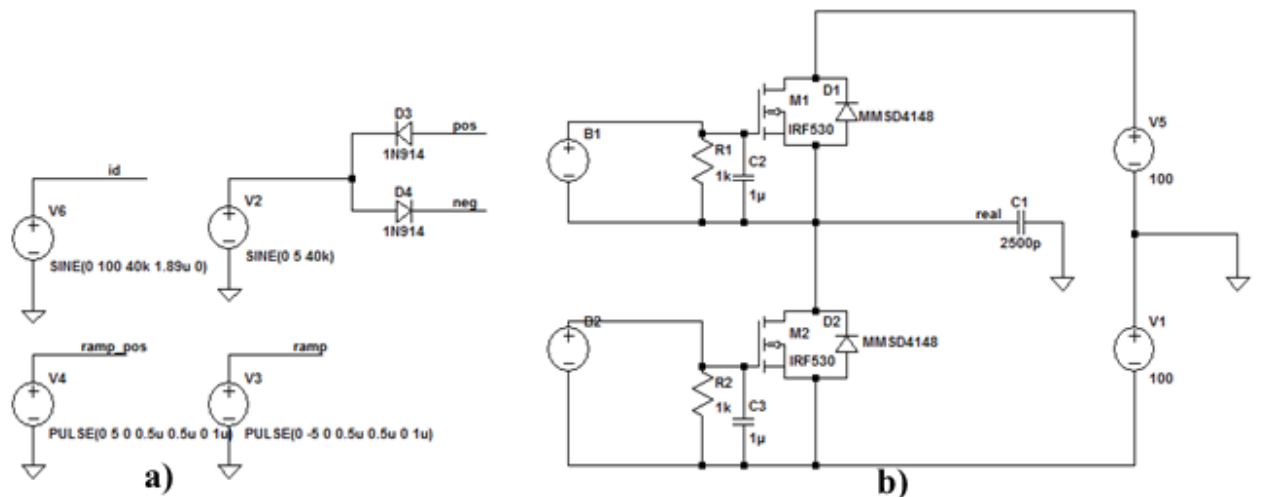
IRL540 N tipo tranzistoriaus parametrai [24]

| | |
|---|-------|
| V_{DS} (V) | 100 |
| $R_{DS(ON)}$ (Ω) ($V_{GS} = 5V$) | 0,077 |
| Q_g (nC) | 64 |
| Q_{gs} (nC) | 9,4 |
| Q_{gd} (nC) | 27 |

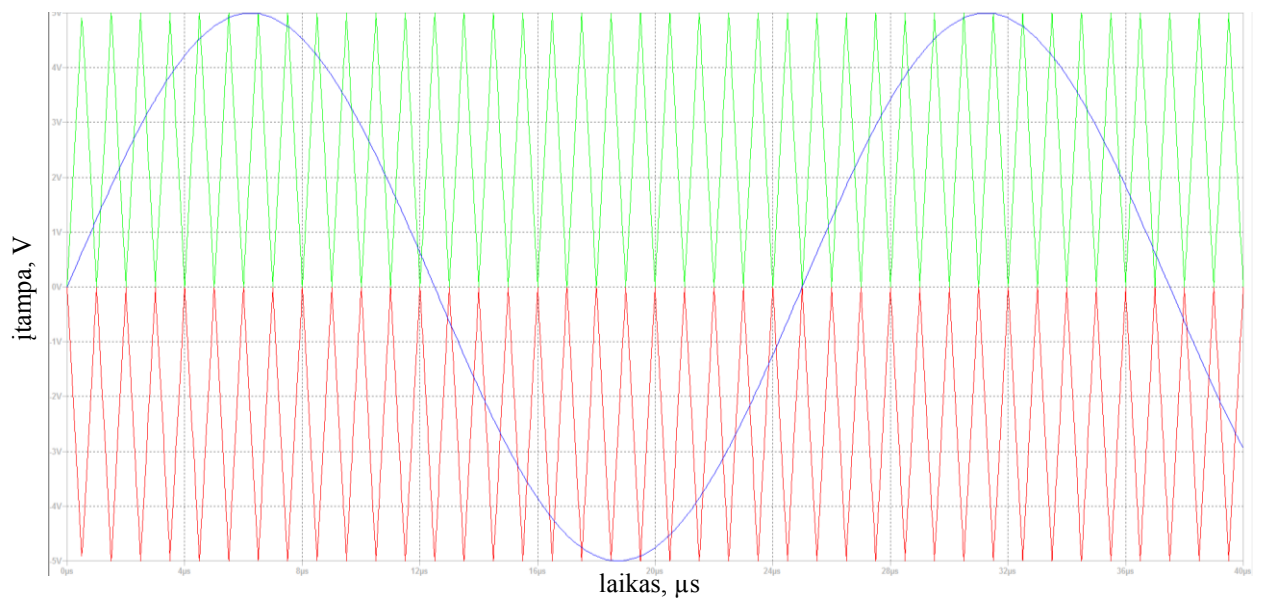
Sistemos modelis sudarytas iš 3 dalių (žr. 16 pav.) :

- SPWM generavimo grandinės;
- tranzistorinio keitiklio;
- filtro bei apkrovos

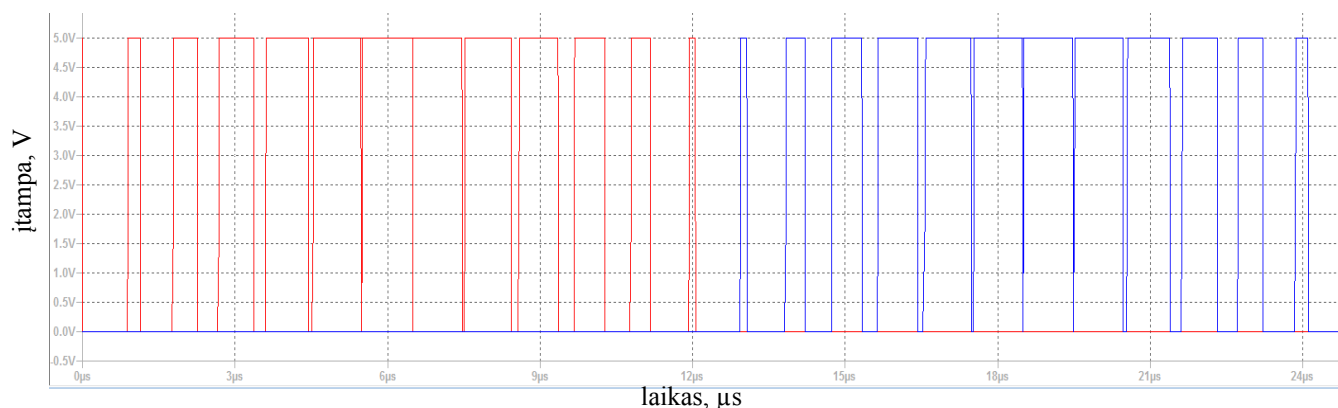
SPWM valdymas sukuriamas maitinimo šaltiniuose B1 ir B2, atitinkamai B1 atsakingas už teigiamą amplitudę, o B2 šaltinis už neigiamą amplitudę. Šie signalai sugeneruojami aukščiau aprašytu principu. Signalų generavimas sudarytame modelyje pateiktas 17 paveiksle. Gauti impulsai iš B1 ir B2 šaltinių pavaizduoti 18 paveiksle.



16 pav. LTSpice aplinkoje sudarytas sistemos modelis; a) SPWM generavimo grandis; b) pusės tiltelio topologijos ekvivalentinis modelis su prijungta talpine apkrova

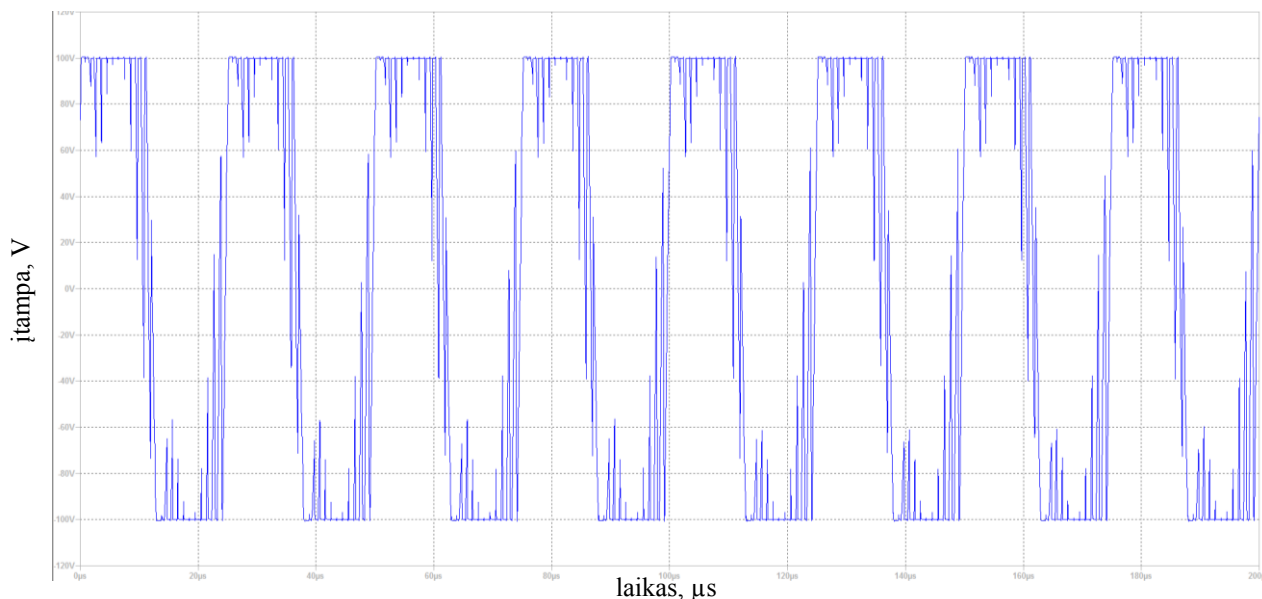


17 pav. Nešantis ir lyginamas signalai gauti modeliavimo aplinkoje



18 pav. Gaunami impulso pločio moduliacijos signalai (raudonas – teigiamos amplitudės valdymui, mėlynas – neigiamos amplitudės valdymui)

Šie gauti signalai valdo lauko tranzistorius, į valdymo grandinę taip pat įjungtas rezistorius ir kondensatorius. Rezistorius R1 kurio varža yra $1\text{ k}\Omega$, kondensatoriaus C2 talpa – $1\text{ }\mu\text{F}$. Rezistorius naudojamas jog greičiau užsidarytų tranzistorius, kai jis buvo atidarytas. Kondensatorius naudojamas kaip filtras dėl atsiradusių pulsacijų. Toks pat jungimas naudojamas abiem tranzistoriams valdyti. Lygiagrečiai lauko tranzistoriui – M1 yra prijungtas puslaidininkis diodas - D1, kuris veikia kaip papildoma apsauga. Kai tranzistorius yra atidarytas, t. y. per jį srovė neteka, ji praleidžiama per būtent šį D1 diodą, taip apsaugomas tranzistorius. Analogiškai apsaugomas ir neigiamą amplitudės dalį generuojantis tranzistorius M2. Tranzistoriai yra maitinami nuolatinės srovės šaltiniais V1 ir V5, kurie sujungti nuosekliai, toks jungimas leidžia maitinti tranzistorius +/- 100 V nuolatine įtampa. Valdomų tranzistorių išėjime gaunamas nefiltruotas signalas, kurio RMS reikšmė yra 90V (žr. 19 pav.). Prie tranzistorių išėjimo prijungtas ekvivalentinis valdymo objektas, tai talpinė apkrova kondensatorius C1, kurio talpa 2500 pF.



19 pav. Tranzistorių išėjime gaunama įtampa

Gaunamas išėjimo signalas toli gražu nepanašus į sinusoidę. Pakeisti signalą iš skaitmeninio į analoginį reikalingas žemo dažnio filtras.

2.3. Filtro parinkimas

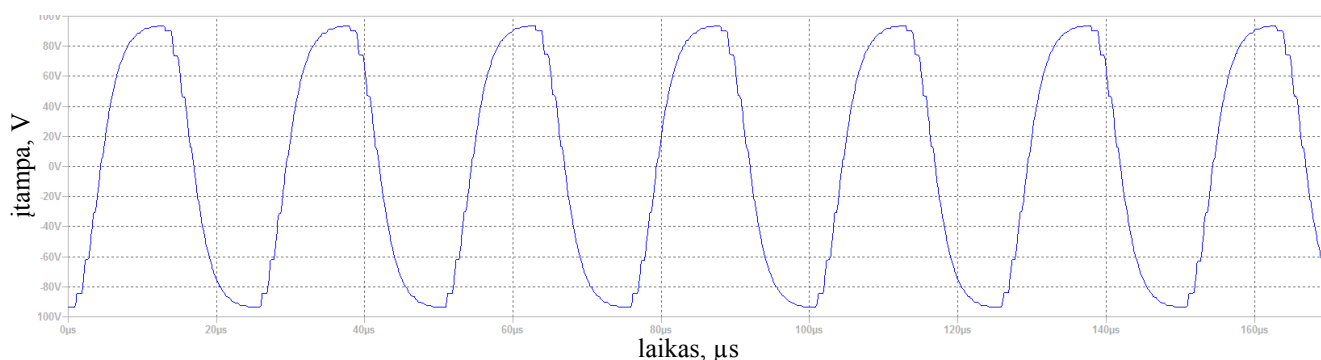
Pagal literatūros apžvalgoje pateiktas topologijas išbandomi filtrai, kai prie išėjimo prijungta apkrova.

2.3.1. RC žemo dažnio filtras

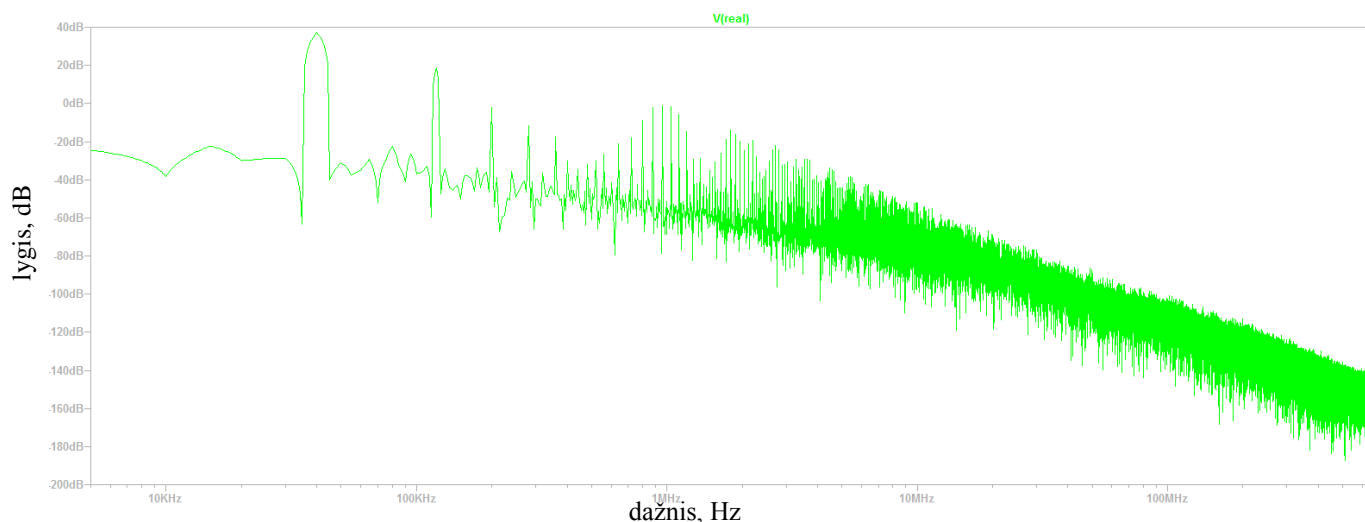
RC žemo dažnio filtras yra vienas paprasčiausių filtrų. Pasinaudojus filtro skaičiuokle [25] apskaičiuojamos komponentų reikšmės: $R = 40 \Omega$, $C = 50 \text{ nF}$. Su šiomis reikšmėmis gaunamas kirtimo dažnis yra $\sim 80 \text{ kHz}$. Su RC žemo dažnio filtru, kai prijungta viena talpinė apkrova, išėjimo įtampa gaunama $73,6 \text{ V}$ (žr. 20 pav.). Srovė tenkanti apkrovai yra 135 mA , o srovė tenkanti filtrui siekia $2,5 \text{ A}$. Kai naudojamas RC žemo dažnio filtras, didžioji dalis srovės krentančios ant lauko tranzistorių susidaro dėl filtro komponentų.

Atlikus FFT analizę (žr. 21 pav.) nustatyta, jog filtras gana prastai nuslopina dedamąsias, kurios yra aukščiau 100 kHz dažnio. Varijuojant filtro kirtimo dažniu, t. y. keičiant komponentų reikšmes situacija ne ką geresnė.

Toks filtras nėra priimtinas sistemai, nes galios nuostoliai, atsiradę dėl filtro, be reikalo apkrauna tranzistorius, kai tranzistoriam tenka didelė apkrova, jie smarkiai šyla. Taip pat dėl aukštos srovės filtro komponentuose taip pat atsiranda šilumos išsiskyrimas. Tai reiškia jog energijos keitimas atliekas neoptimaliai.



20 pav. Išėjimo signalas su RC žemo dažnio filtru



21 pav. FFT išėjimo analizė kai prijungtas RC žemo dažnio filtras

Kadangi RC žemo dažnio filtras yra vienas paprasčiausių, jis netinka sąlyginai aukštų dažnių filtravimui. Atlikus bandymą nustatyta jog filtras suvartoja labai daug galios, dėl to tranzistoriams tenka didelė papildoma apkrova.

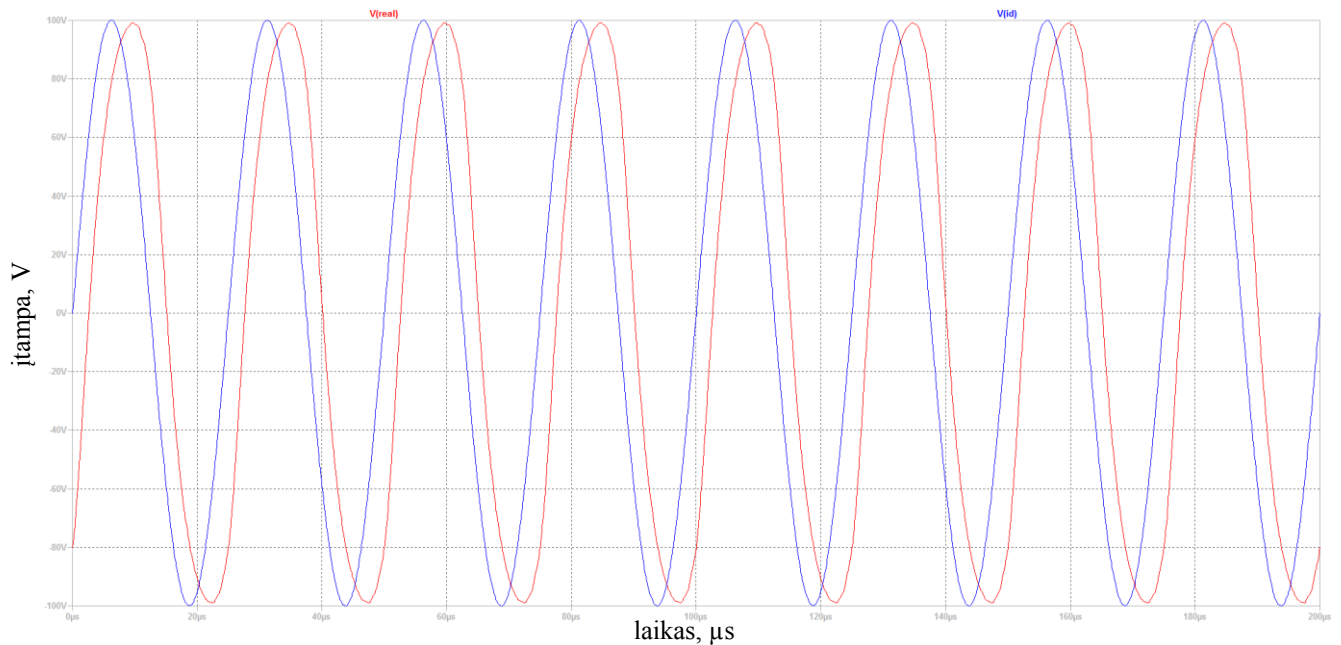
2.3.2. LR žemo dažnio filtras

LR žemo dažnio filtro komponentų reikšmės paskaičiuotos internete laisvai prieinama skaičiuokle [25]. Gauti komponentų parametrai: $L - 2 \text{ mH}$, $R - 550 \Omega$. Šio filtro kirtimo dažnis yra $\sim 43 \text{ kHz}$. Su šiuo žemo dažnio filtru, kai prijungta talpinė apkrova gaunama įtampa yra $74,5 \text{ V}$. Išėjimo signalas yra labai panašus į idealią sinusoidę (žr. 22 pav.). Išėjimo sinusoidė kaip minėta anksčiau yra 40 kHz dažnio. Naudojant LR žemo dažnio filtrą srovė tenkanti apkrovai yra 86 mA . O srovė tenkanti filtro komponentam yra 180 mA . Tai kur kas mažiau nei suvartojo RC filtras. Atlikus FFT analizę (žr. 23 pav.) matoma, jog bendras slopinimas yra didesnis, lyginant su RC filtru. Tačiau naudojant LR filtrą iš FFT analizės galima matyti, jog pikas esantis ties 80 kHz nėra nuslopintas, kai RC filtras puikiai nuslopino harmonikas ties minėtu dažniu. Taip pat pikas ties 120 kHz yra panašaus dydžio kaip ir RC filtravime.

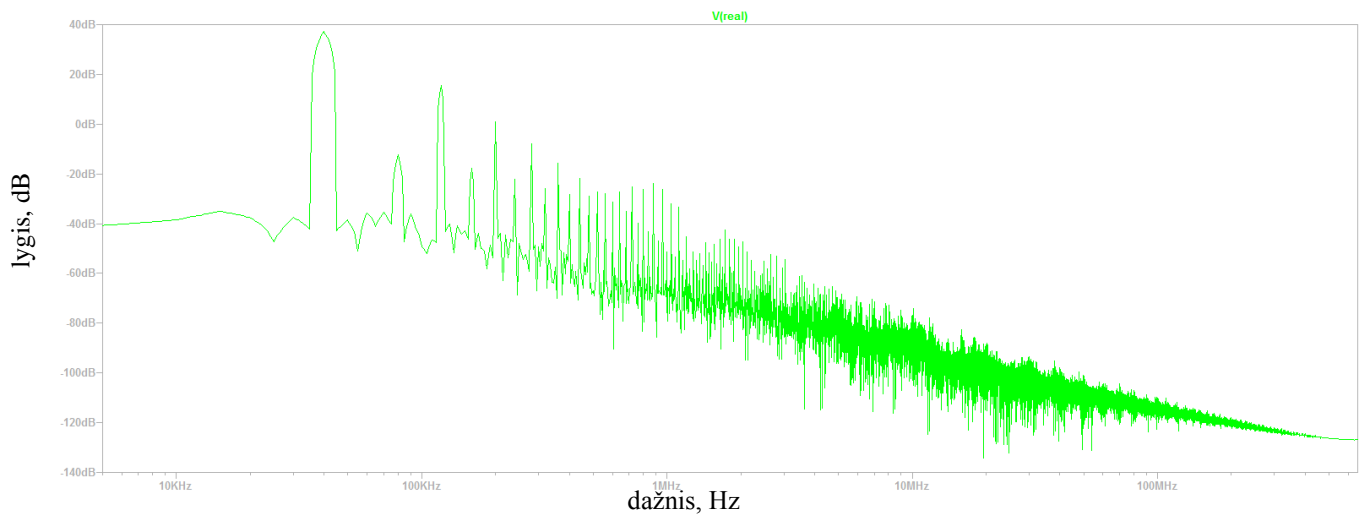
Varijuojant komponentų reikšmėmis nepavyko išgauti lygesnės FFT analizės, tad paskaičiuotos komponentų vertės yra optimalios galios suvartojimo atžvilgiu ir filtravimo slopinimu. Šis filtras lyginant su RC filtru efektyviau perduoda energiją apkrovai, nes energijos suvartojimas filtro komponentuose yra gerokai mažesnis. Lyginant išėjimo signalus LR filtru nufiltruotas signalas atrodo švaresnis, signalo amplitudė siekia $\pm 100 \text{ V}$.

Atlikus bandymą nustatyta, jog galia, krentanti ant filtro komponentų yra gerokai mažesnė, nei naudojant RC žemo dažnio filtrą. Tačiau palyginus LR ir RC filtrų FFT analizę matoma jog vis

dėl to harmonikas, esančias ties 80 kHz, RC filtras slopina smarkiau. Nors bendras slopinimas naudojant LR filtrą yra didesnis -40dB, kai RC filtro slopinimas yra -20dB.



22 pav. Išėjimo signalas nufiltruotas LR filtru



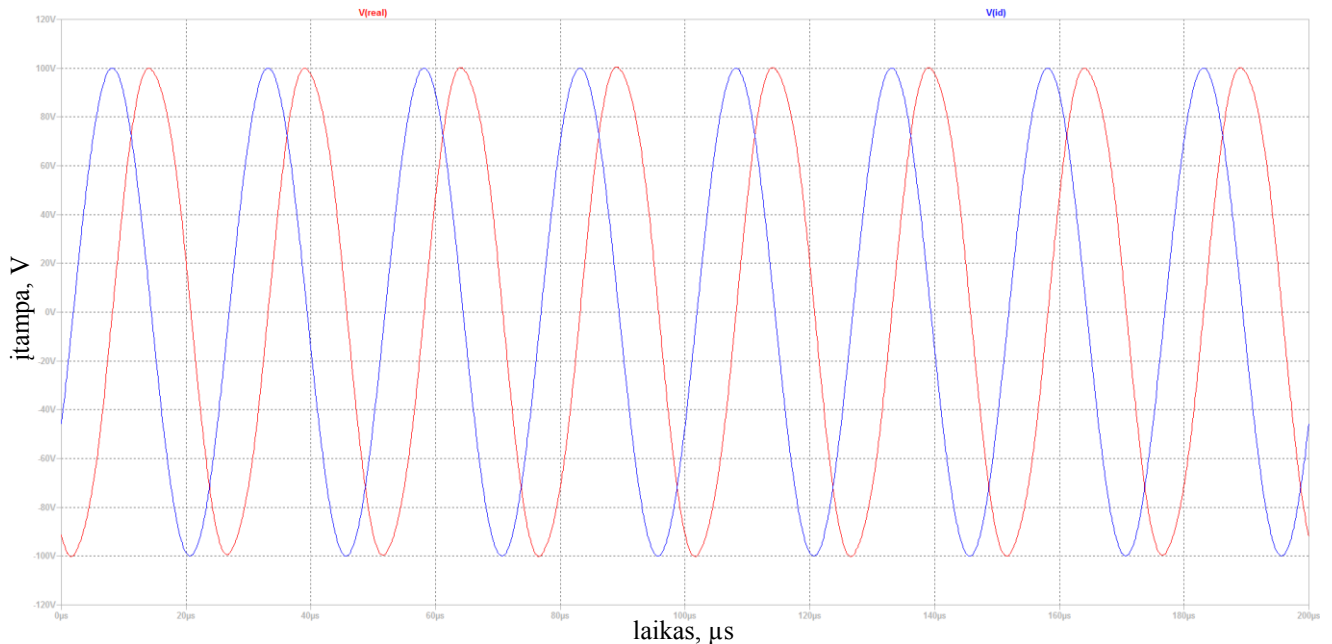
23 pav. Išėjimo signalo su LR filtru FFT analizė

2.3.3. LC žemo dažnio filtras

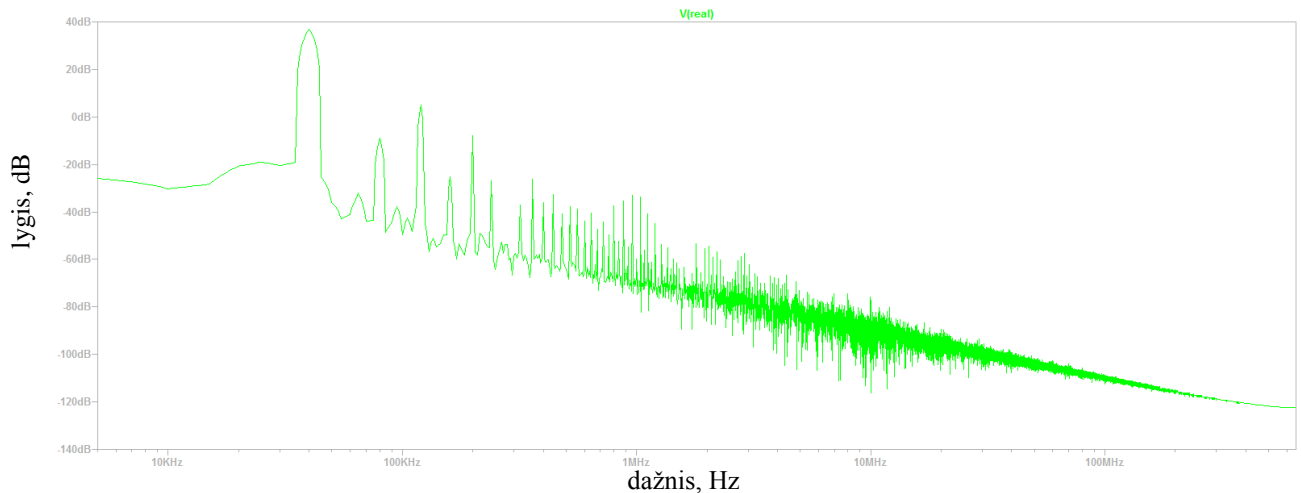
Kaip ir anksčiau bandyti filtrai, taip ir šio filtro parametrai skaičiuoti naudojant laisvai prieinamą internetinę filtro skaičiuoklę [26]. Gauti parametrai $L = 0,24 \text{ mH}$, $C = 115 \text{ nF}$. Šio filtro kirtimo dažnis yra 45 kHz. Išėjimo RMS įtampa, kai prijungta viena apkrova ir signalas filtruojamas RC filtru yra 71,6 V (žr. 24 pav.). Iš pažiūros sugeneruotas ir nufiltruotas signalas atrodo identiškas lyginant su idealia sinusoide. Įtampa V_{pp} siekia +/- 100 V, tačiau srovė krentanti ant filtro komponentų

yra didžiausia iš visų bandytų filtrų - srovė siekia 3,1 A. O srovė krentanti ant apkrovos yra 68 mA. Šis filtras dar smarkiau apkrauna lauko tranzistorius nei RC filtras.

Iš atliktos FFT analizės (žr. 25 pav.) matoma jog kaip ir RL filtre likęs tas pats pikas ties 80 kHz dažniu. Taip pat kaip ir prie 120 kHz dažnio. Lyginant su RL filtro dažnine charakteristika, jos labai panašios, tačiau LC žemo dažnio filtras smarkiau slopina harmonikas esančias aukščiau 120 kHz dažnio.



24 pav. Išėjimo signalas kai naudojamas LC filtras



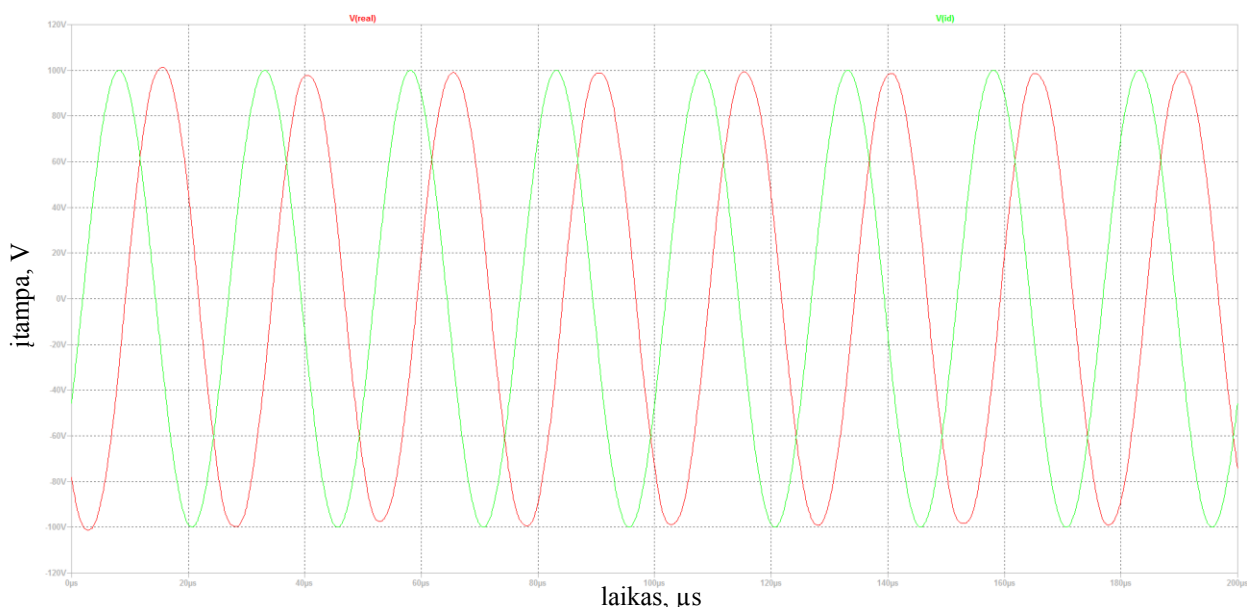
25 pav. Išėjimo signalo FFT analizė kai naudojamas LC filtras

Taigi, LC žemo dažnio filtras aukšto dažnio harmonikas nuslopina panašiai kaip ir LR filtras, tačiau galia krentanti ant LC filtro yra labai didelė. Filtro komponentuose srovės suvartojimas siekia 3,1 A. Toks srovės suvartojimas nėra priimtinas, nes dėl to apkraunami lauko tranzistoriai ir generuojama galia yra perduodama ne optimaliai.

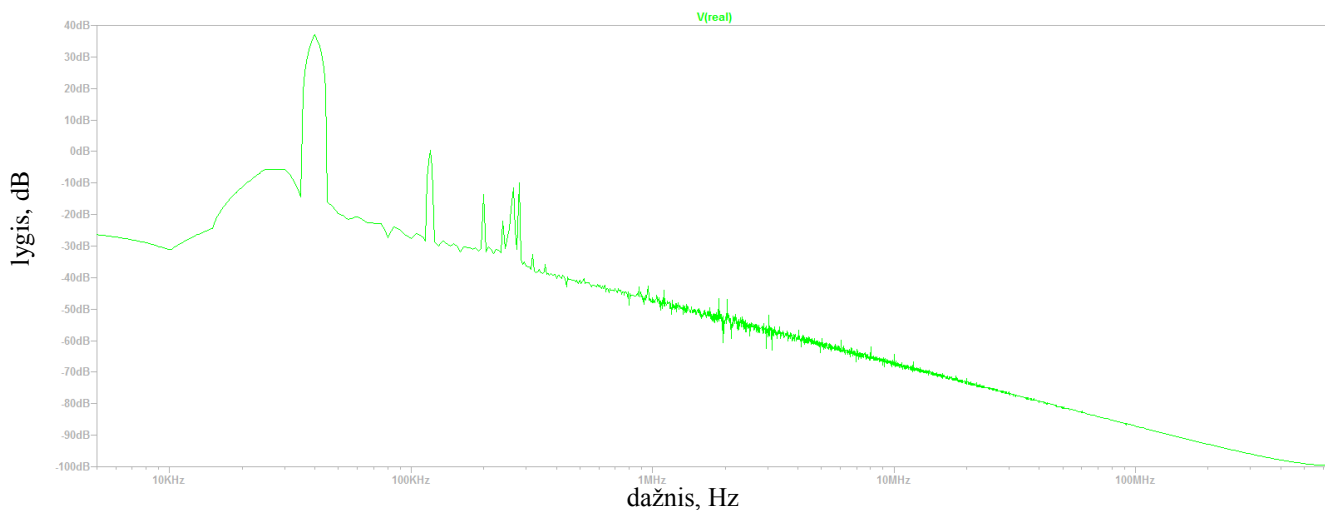
2.3.4. LCL žemo dažnio filtras

LCL žemo dažnio filtro komponentai taip pat apskaičiuojami panaudojant internete laisvai prieinamą skaičiuoklę [26]. Gautos komponentų vertės: $L_1 = 0,4 \text{ mH}$, $L_2 = 0,15 \text{ mH}$, $C = 83 \text{ nF}$. Filtro kirtimo dažnis yra 2 kHz . Išėjimo įtampa RMS yra $71,5 \text{ V}$ (žr. 26 pav.). Lyginant sugeneruotą signalą su idealia sinusoide, signalai atrodo labai panašiai. Įtampa V_{pp} siekia $\pm 100 \text{ V}$. Tačiau srovė krentanti ant filtro komponentų siekia $2,1 \text{ A}$. O srovė krentanti ant apkrovos kondensatoriaus yra 70 mA .

Esant tokiam žemam filtro kirtimo dažniui slopinimas yra labai didelis, tačiau generuojamo išėjimo signalas nėra nuslopintas (žr. 27 pav.). Iš atliktos FFT analizės matomas tarp $35 - 45 \text{ kHz}$ esantis pikas, tai sugeneruotas išėjimo signalas, kuris siekia $+38 \text{ dB}$. Likusios harmonikos yra žemiau 0 dB .



26 pav. Išėjimas nufiltruotas LCL filtro



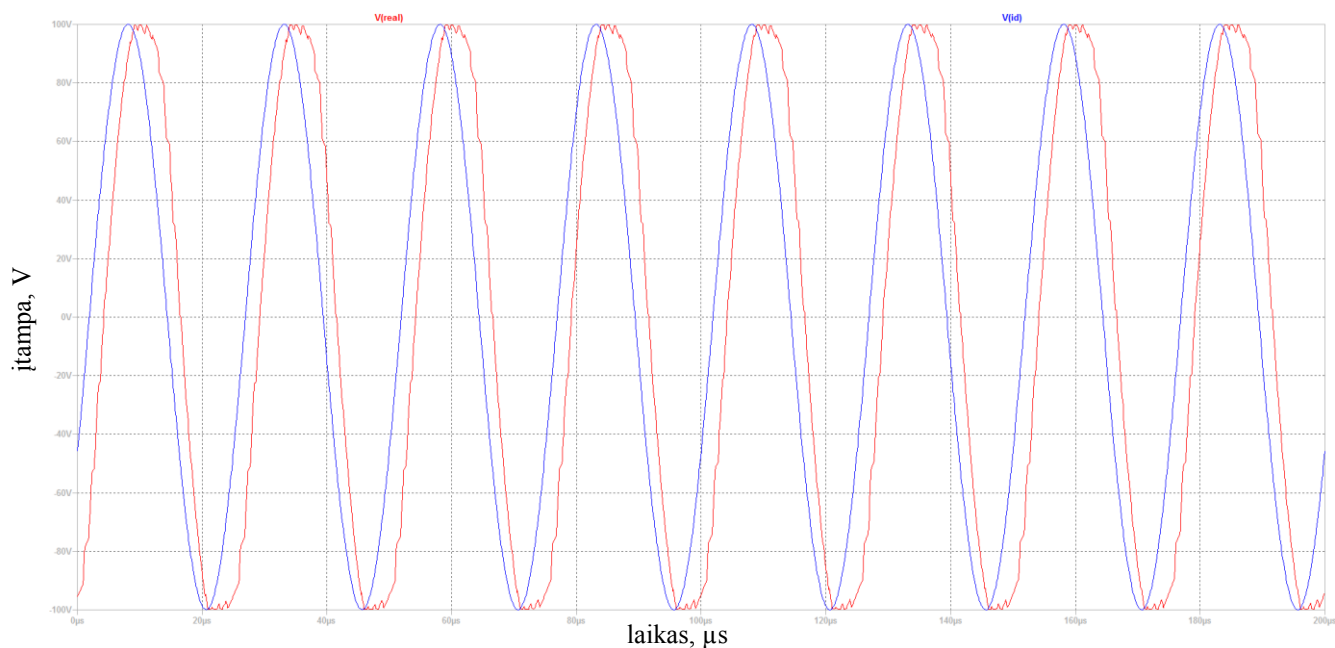
27 pav. Išėjimo su LCL filtru FFT analizė

Atlikus ekvivalentinės schemos simuliaciją su LCL filtru nustatyta, jog srovė krentanti ant filtro komponentų yra nepriimtina, nes siekia 2,1 A. Tačiau iš atliktos FFT analizės matoma, jog filtras puikiai slopina aukšto dažnio harmonikas.

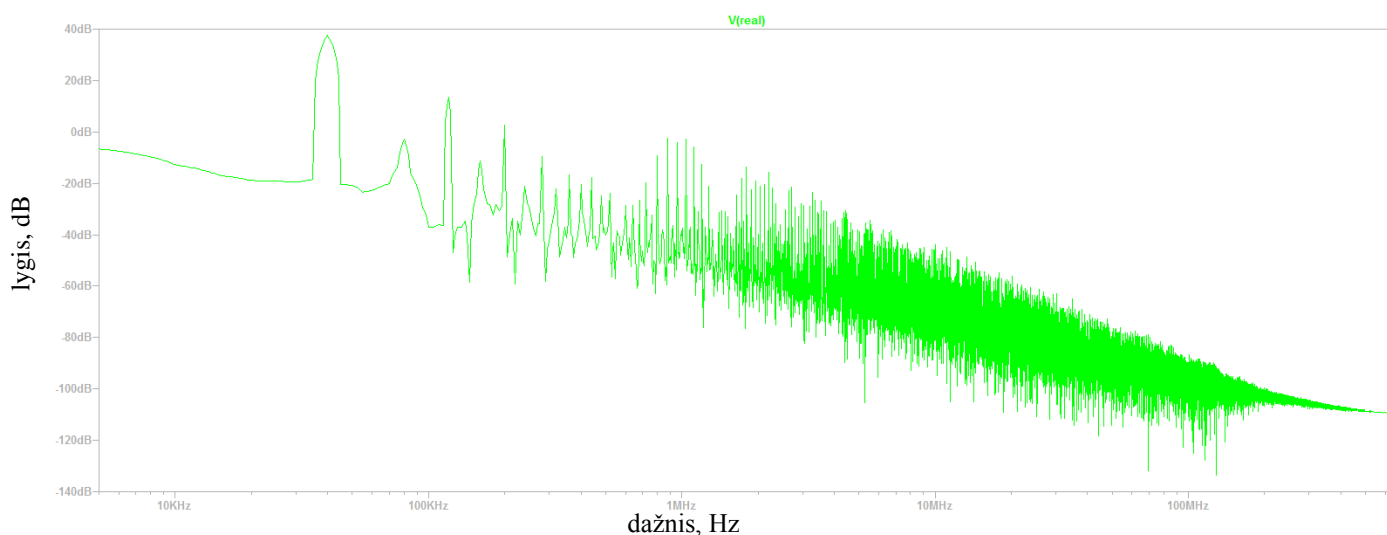
2.3.5. RLC filtras

Pasinaudojus internete laisvai prieinama skaičiuokle [27], apskaičiuotos filtro komponentų vertės: $R - 150 \Omega$, $L - 2,5 \text{ mH}$, $C - 120 \text{ nF}$. Gautas kirtimo dažnis su šiomis vertėmis yra 57 kHz, slopinimo koeficientas lygus 0,51. Su šiomis RLC filtro reikšmėmis gaunama RMS įtampa išėjime yra 76,3V. Lyginant signalą su idealia sinusoide (žr. 28 pav.), signalas turi pulsacijas ties viršutine, bei apatine reikšme. Srovė tenkanti filtrui yra $\sim 650 \text{ mA}$, o srovė tenkanti apkrovai $\sim 125 \text{ mA}$.

Iš atliktos FFT analizės, kai išėjimas nufiltruotas RLC filtru matoma, jog yra pikas ties 120 kHz, kurio amplitudė siekia 12 dB, vadinasi ši harmonika nėra nufiltruota. Varijuojant komponentų reikšmėmis ir taip keičiant kirtimo dažnį nepavyko išgauti optimalaus filtravimo su mažiausiais nuostoliais.



28 pav. Išėjimo signalas nufiltruotas RLC filtru



29 pav. Išėjimo su RLC filtru FFT analizė

Atlikus penkių filtrų palyginamąją analizę nustatyta, jog filtrai kurie turi talpumą linę į didesnius galios nuostolius. Tyrimo metu gauti rezultatai apibendrintai pateikti 4 lentelėje. Iš pateiktos lentelės matoma, jog filtras neturintis talpumo, tai yra kondensatoriaus, suvartoja mažiausiai galios, nes srovės kritimas ant filtro komponentų yra mažiausias. Didelės srovės kritimas filtre dėl talpumo gali atsirasti dėl to, jog apkrova yra talpinė. Tarp apkrovos ir filtrų kondensatoriaus gaunamas lygiagretus jungimas. Esant lygiagrečiam jungimui bendra talpa gaunama sumuojant visus lygiagrečiai sujungtus kondensatorius. Tad tolimesniems tyrimams bus naudojamas RL filtras, kuris neturi talpumo savo topologijoje. Šis filtras pasirinktas dėl mažiausių galios nuostolių, dėl nedidelės srovės kritimo ant filtro komponentų.

4 lentelė

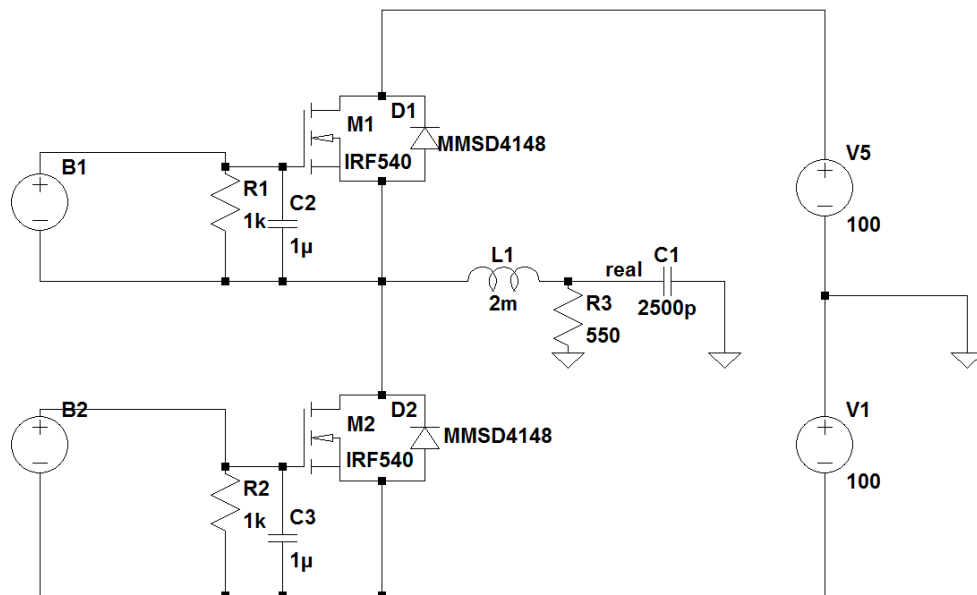
Rezultatai gauti atliekant filtrų bandymą

| Filtras | Įtampa RMS, V | Srovė filtro komponentams, mA | Srovė apkrovai, mA |
|---------|---------------|-------------------------------|--------------------|
| RC | 71,6 | 3100 | 68 |
| RL | 74,5 | 180 | 86 |
| LC | 71,6 | 3100 | 68 |
| LCL | 71,5 | 2100 | 70 |
| RLC | 76,3 | 650 | 125 |

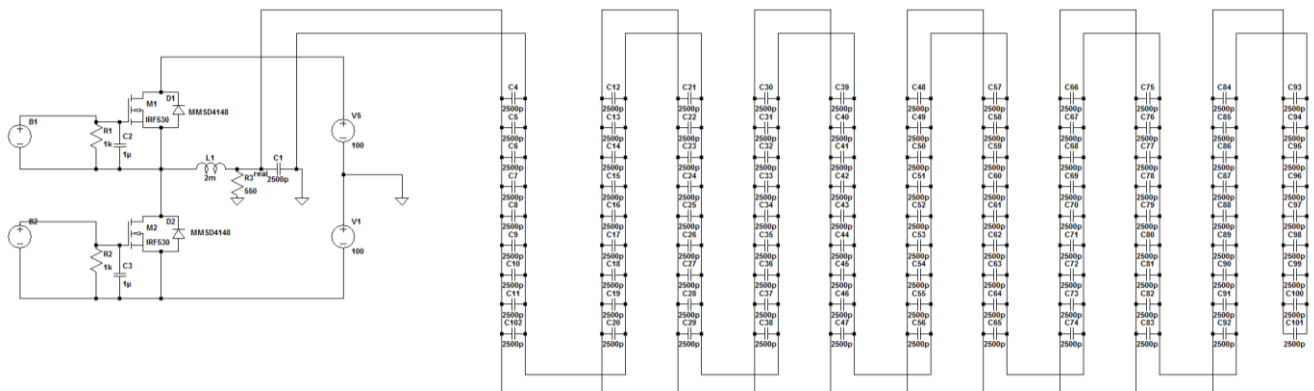
2.4. Ekvivalentinės schemos tyrimas kai apkrova kinta

Pagal rezultatus gautus atliekant filtro tyrimą sudarytas ekvivalentinis modelis, su kuriuo atliktas tyrimas. Tyrimo metu nustatyta kaip keičiasi išėjimo charakteristika, kai apkrova kinta iki 100 kartų. Tyrimo metu fiksuojami įtampos rodmenys, galios kritimas filtro dalyje, galios kritimas ant tranzistorių, bei galios kritimas apkrovoje.

Tyrimo metu talpinė apkrova buvo didinama iki 100 vienetų, lygiagrečiai prijungiant identišką kondensatorių. Filto parametrai buvo nekeičiami, taip pat impulso pločio moduliacijos signalas viso tyrimo metu buvo naudojamas tas pats. T. y. buvo naudojama sinusinės impulso pločio moduliacijos topologija, kai nešėjo dažnis yra 40 kHz, o lyginamojo signalo dažnis 250 kHz. Generuojami du atskiri signalai, vienas teigiamai amplitudei valdyti, kitas neigiamai amplitudei valdyti. IPM sugeneruotų signalų amplitudė yra 5 V ir ji nesikeičia viso tyrimo laikotarpiu. Šiais signalais valdomi tranzistoriai M1 ir M2 generuoja sinusinį 40 kHz signalą, kurio amplitudė $V_{pp} = \pm 100$ V. Išėjimo signalui filtruoti naudojamas RL žemo dažnio filtras, kurio kirtimo dažnis yra ~43 kHz. Filto išėjime prijungta talpinė apkrova, kuri yra ekvivalentinė ultragarsiniam keitikliui. Talpos vertė yra 2500 pF (žr. 30 pav. ir 31 pav.).



30 pav. Modelis su viena apkrova, bei LR filtru



31 pav. Modelis su 100 talpinių apkrovų ir LR žemo dažnio filtru

Tyrimo metu iš gautų duomenų (žr. 1 priedas) nubraižyti grafikai, kurie informatyviai perteikia gautus rezultatus. Iš atlikto tyrimo duomenų matoma, jog įtampa tenkanti apkrovai mažėja su lyg kiekviena lygiagrečiai prijungta apkrova. Nors įtampa tranzistorių išėjime lieka pastovi (žr. 32 pav.). Tai nutinka dėl to, jog didžioji dalis galios „sudeginama“ filtre, tad įtampa esanti filtro išėjime krenta labai smarkiai. Pagal gautus duomenis (žr. 5 lentelė) matoma, kad kai prijungta 100 apkrovos kondensatorių filtro išėjime įtampos lieka tik 3,12 V, o kai su viena apkrova, įtampa filtro išėjime yra 69,51 V.

Iš gautų duomenų buvo atlikta dviejų signalų analizė. Buvo sulyginamas sugeneruotos išėjimo įtampos signalas su idealia generuojama sinusoide. Tada apskaičiuotas vidutinis nuokrypis - Δ pagal (17) formulę:

$$\Delta = |V_{id.} - V_{real}| \quad (17)$$

čia $V_{id.}$ – idealios sinusoidės įtampa;
 V_{real} – sugeneruotos sinusoidės įtampa.

Iš gauto skirtumo buvo paskaičiuotas nuokrypio koeficientas K , pagal (18) formulę:

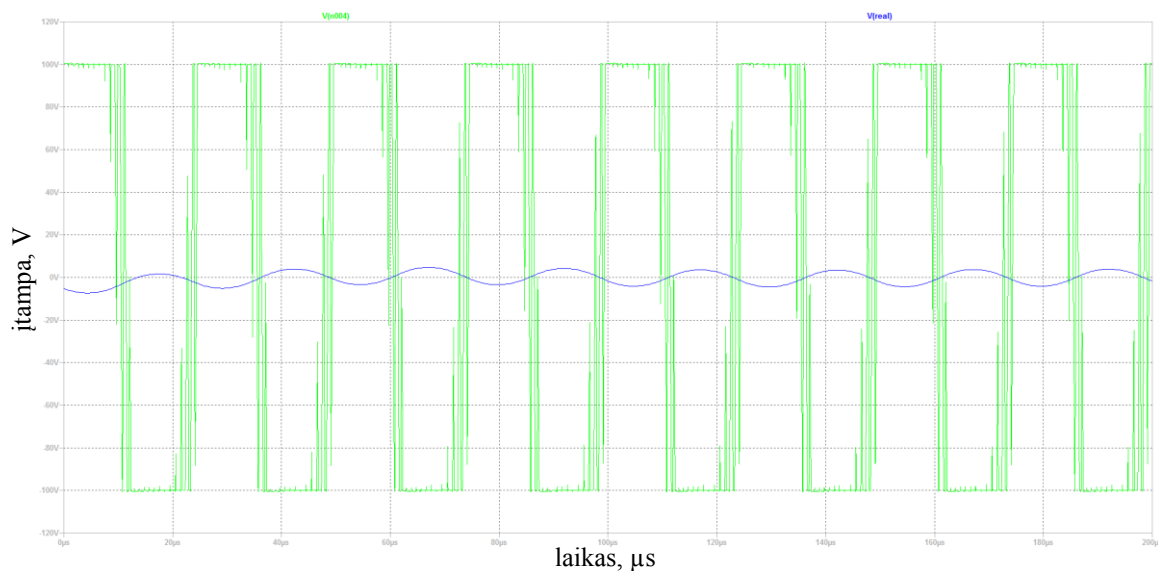
$$K = \frac{\Delta}{V_{pp}} \quad (18)$$

Čia V_{pp} – idealios sinusoidės įtampa tarp aukščiausio ir žemiausio taško.

Pagal gautus koeficientus buvo nubraižyta priklausomybė nuo apkrovos kiekio (žr. 33 pav.). Iš šio grafiko galima matyti jog didėjant apkrovai nuokrypis taip pat didėja. Čia koeficientas kinta nuo 0,001, kai prijungtas vienas apkrovos kondensatorius iki 0,34 kai prijungta 100 apkrovos kondensatorių. Skirtumas tarp apkrovos nuokrypių beveik 55 kartus didesnis, kai prijungta 100 apkrovos kondensatorių. Tad pagrindinis tikslas yra šią priklausomybę padaryti kur kas tiesesnę ir kuo arčiau 0. Tai reiškia, jog sugeneruotos sinusoidės kokybė kuo mažiau atsiliiktų nuo idealios ir kintant apkrovai amplitudė išliktų kuo aukštesnė.

Taip pat iš gautų duomenų nubraižyta galios priklausomybė filtre nuo apkrovos kiekio (žr. 34 pav.). Tiek iš lentelės, tiek iš grafiko matyti, jog galia tenkanti filtrui staigiai šoka į viršų, kai apkrova nėra didelė ir tik pradeda didinti. Esant prijungtiems 5 apkrovos kondensatoriams galios kritimas ant filtro yra didžiausias. Galia tenkanti filtrui sudaro 73 procentus visos galios tenkančios tranzistoriams. Toliau didinant apkrovą galia drastiškai mažėja iki dvidešimties apkrovos

kondensatorių, ir šiame taške galia sudaro 38 procentus. Nuo šio taško galios mažėjimas lėtėja, tačiau galia krentanti ant filtro komponentų toliau mažėja iki kol prijungiamas paskutinis apkrovos kondensatorius. Kai prie filtro išėjimo prijungtas maksimalus kiekis apkrovų, galia, tenkanti filtrui, sudaro 28 procentus. Didelis galios kritimas filtre reiškia, jog sistema dirba ne optimaliai.

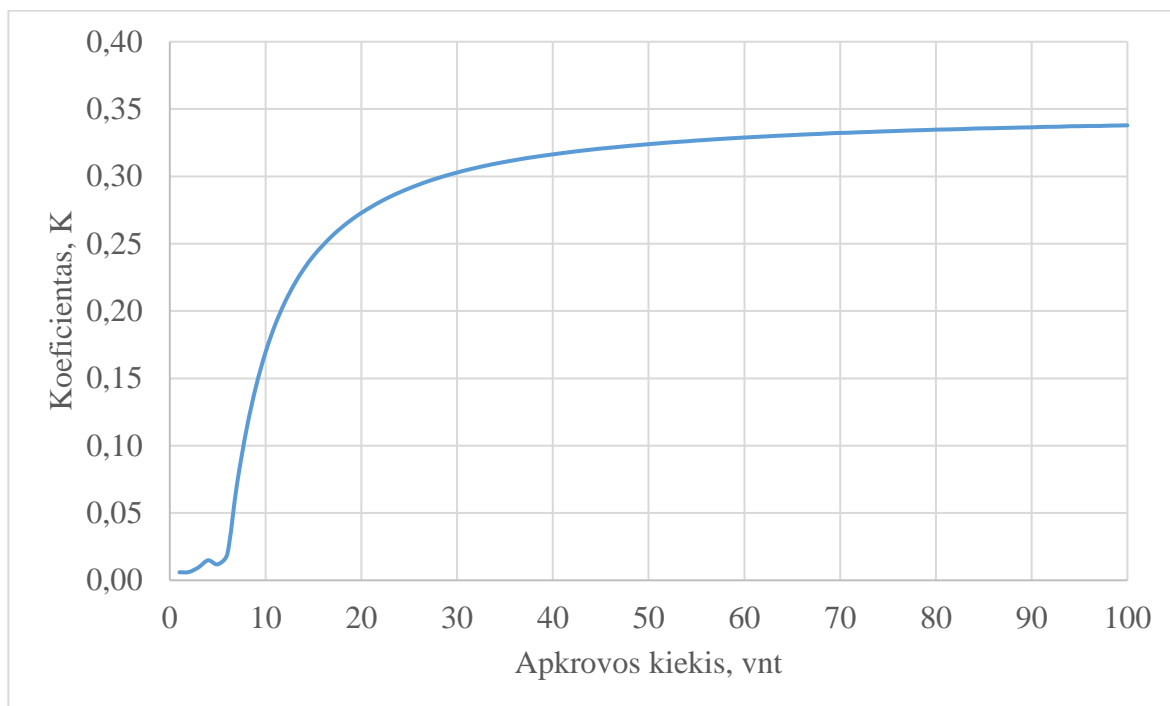


32 pav. Išėjimo signalai, žalias signalas tranzistorių išėjime, mėlynas signalas filtro išėjimas

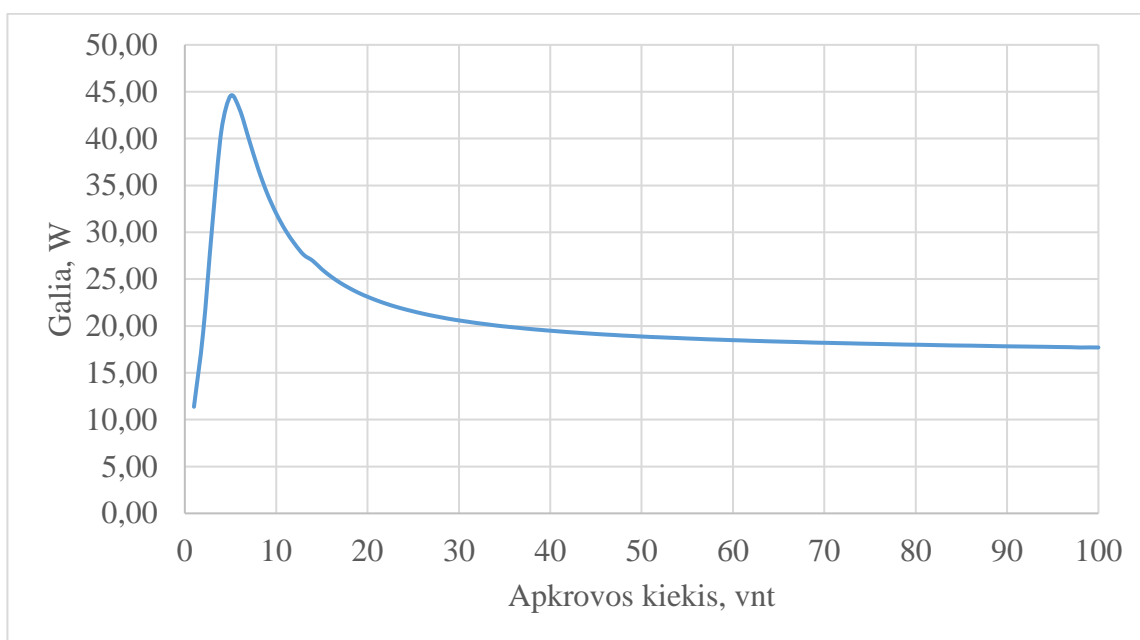
5 lentelė

Galios ir įtampos priklausomybė nuo apkrovos kiekio

| Apkrovos nr. | Įtampa RMS, V | Filtro galia, W | Apkrovos galia, W | Tranzistorių galia, W |
|--------------|---------------|-----------------|-------------------|-----------------------|
| 1 | 69,51 | 11,37 | 3,03 | 14,41 |
| 2 | 69,47 | 19,27 | 6,07 | 25,33 |
| 3 | 68,78 | 30,67 | 9,01 | 39,68 |
| 4 | 67,73 | 40,83 | 11,83 | 52,66 |
| 5 | 68,33 | 44,55 | 14,91 | 59,47 |
| 6 | 66,82 | 43,10 | 17,50 | 60,60 |
| 7 | 56,57 | 39,97 | 17,29 | 57,25 |
| 8 | 48,36 | 36,84 | 16,89 | 53,73 |
| 9 | 41,91 | 34,18 | 16,46 | 50,64 |
| 10 | 36,82 | 32,01 | 16,07 | 48,08 |
| 20 | 16,13 | 23,11 | 14,08 | 37,20 |
| 30 | 10,14 | 20,59 | 13,27 | 33,87 |
| 40 | 7,44 | 19,49 | 12,98 | 32,48 |
| 50 | 5,92 | 18,88 | 12,92 | 31,80 |
| 60 | 4,93 | 18,48 | 12,92 | 31,40 |
| 70 | 4,25 | 18,20 | 12,99 | 31,19 |
| 80 | 3,76 | 18,00 | 13,13 | 31,13 |
| 90 | 3,42 | 17,83 | 13,44 | 31,26 |
| 100 | 3,12 | 17,70 | 13,62 | 31,32 |



33 pav. Koeficiento K priklausomybė nuo apkrovos kiekio

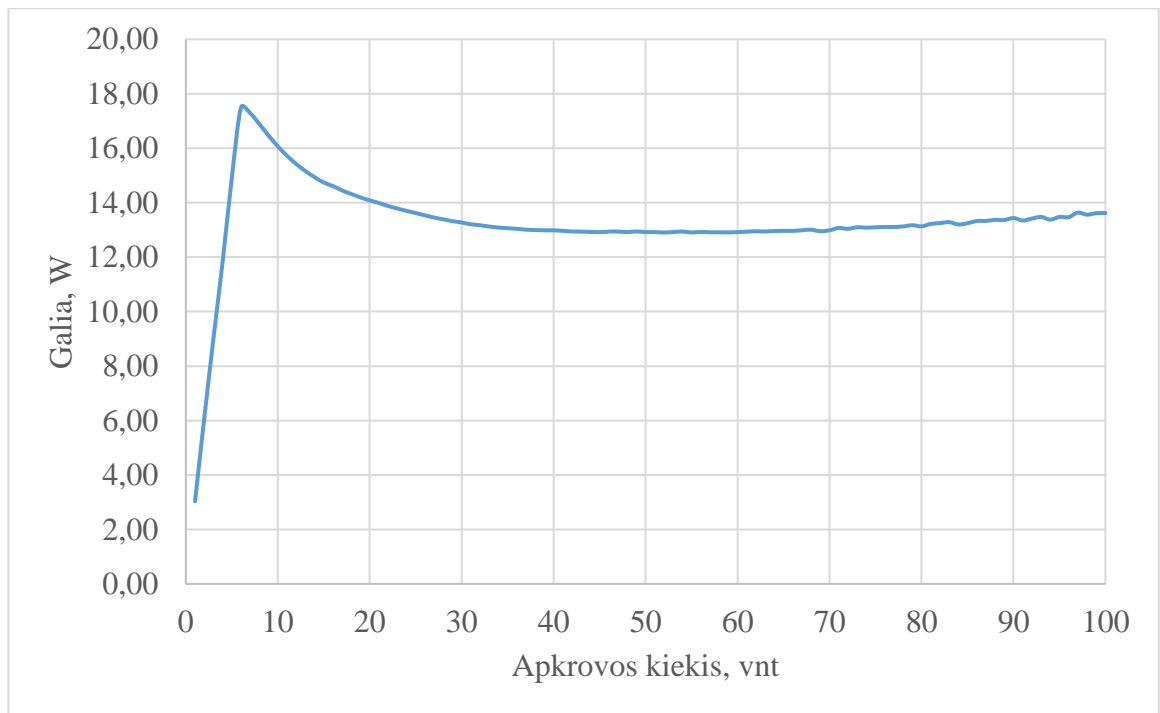


34 pav. Filtrui tenkančios galios priklausomybė nuo apkrovos kiekio

Iš lentelėje pateiktų duomenų taip pat nubraižyta galios tenkančios apkrovai priklausomybė nuo apkrovos kiekio (žr. 35 pav.). Ši priklausomybė labai panaši į filtrui tenkančios galios priklausomybę. Čia taip pat galia tenkanti apkrovai didėja kol apkrovų kiekis yra nedidelis. Kai prijungtos 7 apkrovos galia tenkanti apkrovai yra didžiausia, tačiau didžiąją dalį visos suvartotos galios sudaro filtras. Tad apkrovai tenka 34 procentai visos galios. Toliau didėjant apkrovai galia krenta ir nuo 40 apkrovos iki 60 apkrovos kinta nežymiai. Šiame apkrovos ruože galia krintanti

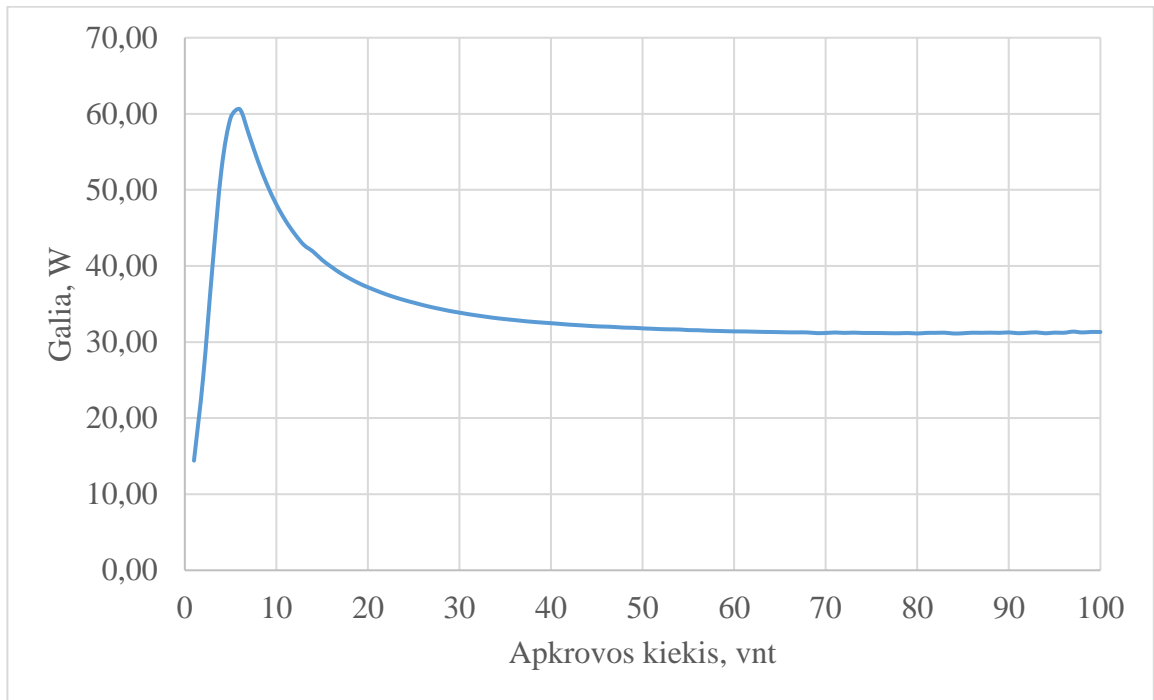
apkrovai sudaro apie 67 procentus. Nuo 60 apkrovos galia apkrovos kondensatoriuose po truputį didėja. Kai prijungtas maksimalus kiekis apkrovų galia siekia 70 procentų visos galios tenkančios stiprintuvui.

Iš surinktų duomenų matoma jog galios ekstremumas yra kai apkrovos kiekis nėra didelis. Šis galios šuolis tiek filtre, tiek apkrovoje atsiranda dėl susidariusių rezonansinių sąlygų. Kadangi filtras ir apkrova sudaro LC nuosekliai sujungtą grandį, esant atitinkamoms komponentų vėrtėms susidaro rezonansas. Esant rezonansui grandinės impedansas yra mažiausias dėl to srovė teka su mažiausiu pasipriešinimu. Kadangi srovė yra didžiausia rezonanso metu galia taip pat yra didžiausia rezonanso metu. Pagal bandymo rezultatus rezonansas įvyksta esant 5 – 7 apkrovai. Į 3 formulę įstačius komponentų reikšmes, kai galia siekia ekstremumą, gaunamas rezonansinis dažnis yra 36 kHz. Tai patvirtina jog prie LR filtro prijungta apkrova sudaro LC grandį kuri turi savo rezonansinį dažnį, ir šis dažnis kinta dėl kintančios apkrovos.



35 pav. Galios tenkančios apkrovai priklausomybė nuo apkrovos kiekio

Bendra galia krentanti ant tranzistorių M1 ir M2 pavaizduota priklausomybėje nuo kiekio (žr. 36 pav.). Maksimali galia krentanti ant tranzistorių yra prijungus 6 apkrovos kondensatorius. Tranzistoriams tenkanti galia siekia 60,6 W, kai įtampa yra 66 V. Galios suvartojimo ekstremumas pasiekiamas susidariusio rezonanso ruože.



36 pav. Galios tenkančios tranzistoriams priklausomybė nuo apkrovos kiekio

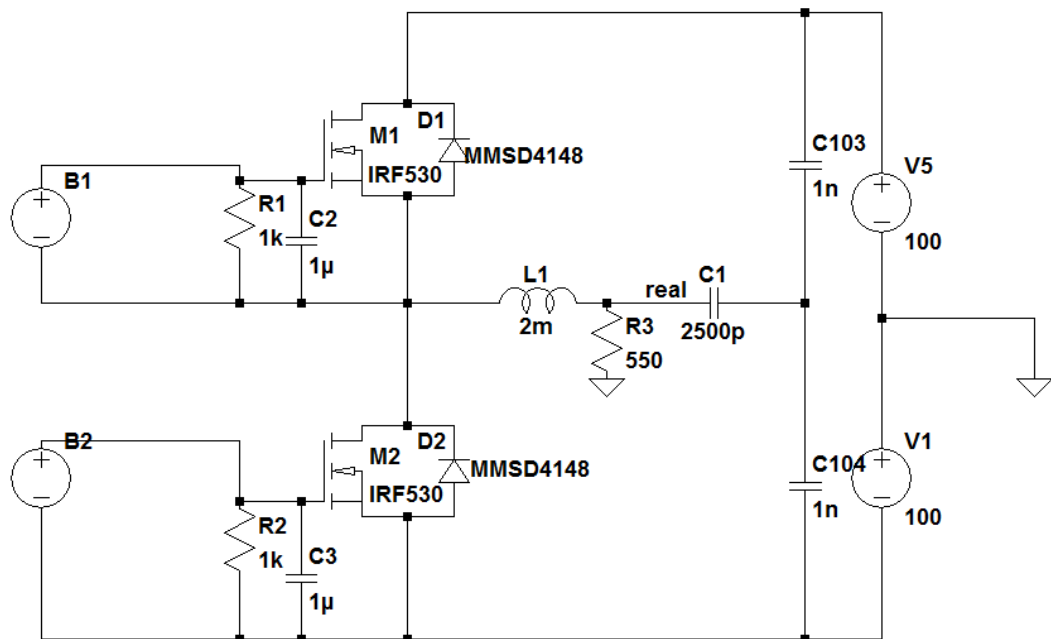
Atlikus tyrimą nustatyta jog kol apkrova yra nedidelė, prijungti 5 apkrovos kondensatoriai, galios suvartojimas filtre yra didžiausias ir sudaro 73 procentus visos tenkančios galios tranzistoriams, kai vyksta rezonansas. Šis rezonansas susidaro dėl filtro komponentų ir apkrovos sąveikos. Toliau didėjant apkrovai bendras galios suvartojimas mažėja, tačiau galios suvartojimas filtre išlieka gana didelis ir sudaro apie 30 procentų visos galios. Tokie duomenys parodo jog energijos perdavimas yra neoptimalus ir naudinga galia yra švaistoma šildant filtro komponentus.

2.5. Modelis su galios kompensacija

Dėl filtro nuostolių energija yra perduodama neoptimaliai. Šiai problemai spręsti naudojamas metodas aptartas literatūros apžvalgoje, tai galios faktoriaus korekcija. Ši galios faktoriaus korekcija pritaikyta pusės tiltelio topologijai, kai naudojami tik du papildomi kondensatoriai, o likusi sistemos dalis išlieka tokia pati. Pakoregavus modelį (žr. 37 pav.) valdymas išlieka toks pat koks buvo prieš pritaikant galios faktoriaus kompensaciją. Filtro komponentų reikšmės taip pat nekeičiamos, kaip ir kirtimo dažnis. Vienintelis atliktas pakeitimas modelyje tai nuosekliai maitinimo šaltiniams pajungti du nedidelės talpos kondensatoriai C103 ir C104. Apkrova yra jungiama tarp filtro ir šių naujai pridėtų kondensatorių.

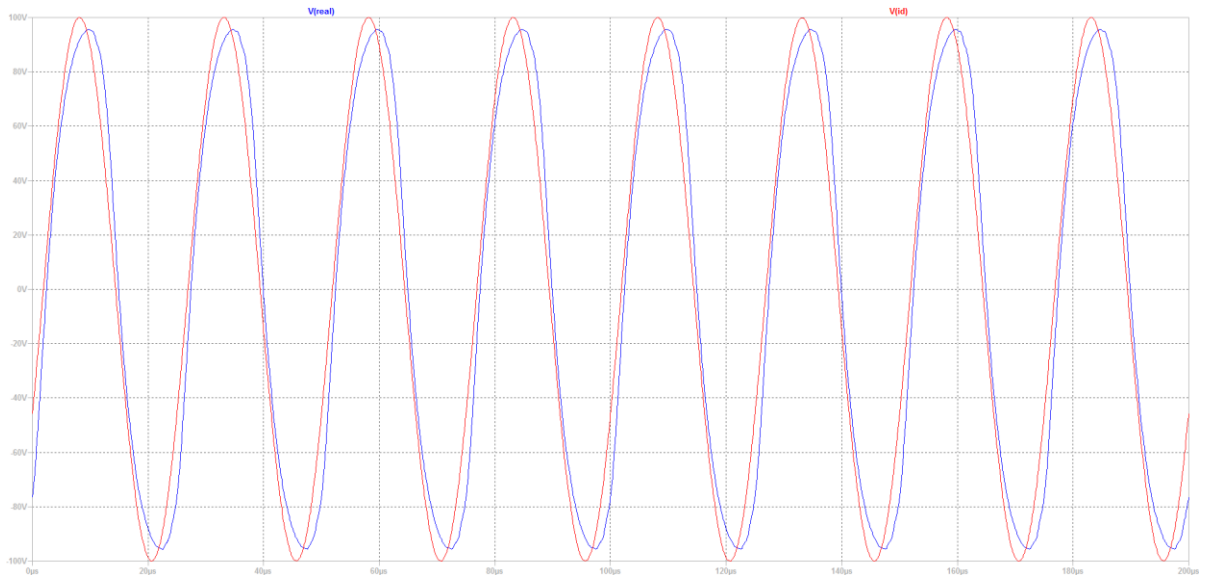
Su modeliu turinčiu galios faktoriaus kompensaciją taip pat buvo atliktas toks pat tyrimas, kai apkrova didinama lygiagrečiai prijungiant tokį patį apkrovos kondensatorių. Apkrova didinama iki 100 vienetų apkrovos kondensatorių. Atliekant tyrimą buvo fiksuojami įtampos rodmenys, galios

kritimas filtro dalyje, galios kritimas ant tranzistorių, bei galios kritimas apkrovoje (žr. 2 priedas). Gauti tyrimo rezultatai pateikti 6 lentelėje.



37 pav. Modelis su galios faktoriaus kompensacija

Atlikus dviejų signalų analizę, tai sugeneruoto signalo ir idealios sinusoidės. Išskaičiuotas koeficientas K . Pagal gautus koeficientus didėjant apkrovai, nubraižyta koeficiento priklausomybė nuo apkrovos kiekio (žr. 39 pav.). Iš priklausomybės matyti jog didėjant apkrovai koeficientas kinta labai mažai. Iki 40 apkrovos koeficientas po truputį didėja ir pasiekia 0,047 reikšmę, toliau didinant apkrovą, nuokrypio koeficientas išlieka pastovus ir esant maksimaliai apkrovai siekia 0,048. Šie gauti rezultatai reiškia jog sugeneruota sinusoidė mažai atsilieka nuo idealios sinusoidės. Iš duomenų lentelės taip pat galime matyti jog didėjant apkrovai įtampa didėjo, priešingai nei modelio tyrime be kompensacijos. Jei įtampa su viena apkrova buvo 70,4 V, tai prijungus 100 talpinių apkrovų įtampa pakilo iki 80,49 V. Sugeneruotos sinusoidės ir idealios sinusoidės signalai, kai prijungtas maksimalus kiekis talpinių apkrovų, yra beveik vienodi. Sugeneruoto signalo amplitudė V_{pp} šiek tiek mažesnė nei idealios sinusoidės ir siekia +/- 95 V (žr. 38 pav.).



38 pav. Sugeneruotos ir idealios sinusoidės palyginimas kai prijungtas maksimalus kiekis apkrovų

Toks įtampos pokytis atsiranda dėl nuoseklaus/lygiagretaus kondensatorių jungimo. Kadangi apkrovai didėjant talpinės apkrovos yra jungiamos lygiagrečiai, jų talpa pagal (19) formulę yra sumuojama:

$$C_{lyg} = C_1 + C_2 + \dots + C_{100} \quad (19)$$

O apkrovos atžvilgiu kompensaciniai kondensatoriai yra prijungti nuosekliai, tad pagal (20) formulę apkrovos talpumas tampa labai mažas:

$$C_{nuos} = \frac{C_1 * C_2 * \dots * C_n}{C_1 + C_2 + \dots + C_n} \quad (20)$$

Pagal pateiktas formules apskaičiuotas talpumas, kai prijungta 100 talpinių apkrovų lygiagrečiai ir prie apkrovos nuosekliai prijungtas kompensacinis kondensatorius yra:

$$C_{lyg} = 2500 + 2500 + \dots + 2500 = 250000 pF$$

$$C_{nuos} = \frac{250000 * 1000}{250000 + 1000} = 996.0159 pF$$

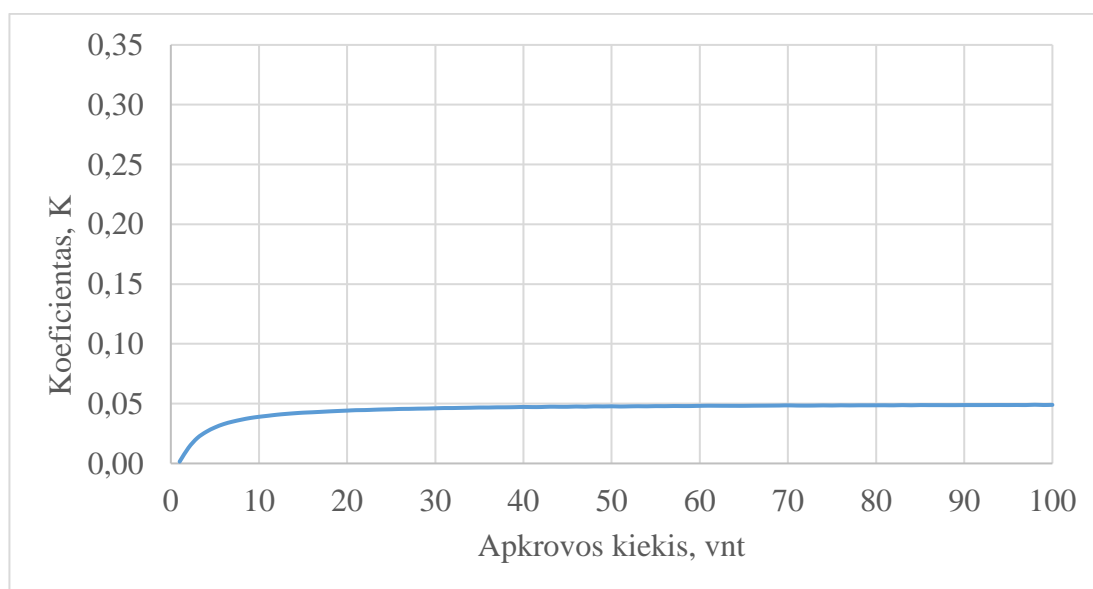
Iš skaičiavimų aiškiai matosi jog apkrovos talpumas yra ženkliai mažesnis su kompensaciniais kondensatoriais, tai paaiškina kodėl įtampos kritimas yra labai mažas ir nuokrypių koeficientas kaskart didinant apkrovą išlieka beveik toks pat. Kadangi išėjimo įtampa yra gana stabili

ir siekia 70-80 V (priklausomai nuo apkrovos kiekio), tai galia tenkanti apkrovai yra gerokai didesnė. Stiprintuvo išėjime, kai prijungtas maksimalus kiekis apkrovų, generuojama galia siekia 415 W.

6 lentelė

Galios ir įtampos priklausomybė nuo apkrovos kiekio

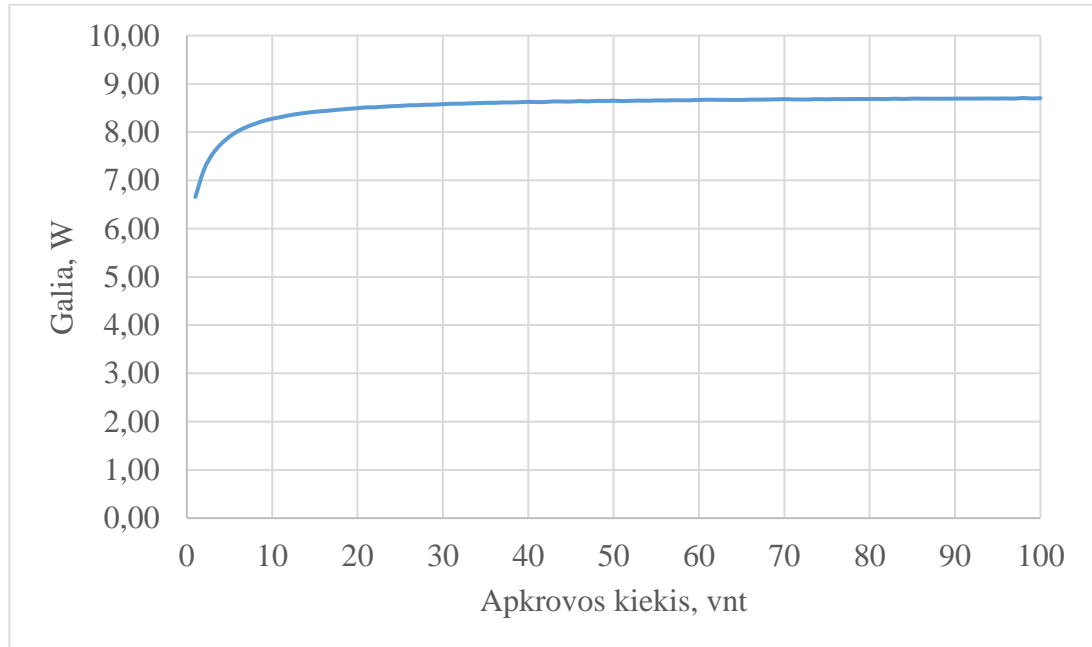
| Apkrovos nr. | Įtampa RMS, V | Filtro galia, W | Apkrovos galia, W | Tranzistorių galia, W |
|--------------|---------------|-----------------|-------------------|-----------------------|
| 1 | 70,40 | 6,66 | 3,11 | 9,77 |
| 2 | 73,31 | 7,22 | 6,75 | 13,97 |
| 3 | 74,95 | 7,54 | 10,58 | 18,13 |
| 4 | 75,97 | 7,75 | 14,50 | 22,25 |
| 5 | 76,72 | 7,90 | 18,48 | 26,39 |
| 6 | 77,29 | 8,02 | 22,51 | 30,53 |
| 7 | 77,69 | 8,11 | 26,53 | 34,64 |
| 8 | 78,02 | 8,17 | 30,58 | 38,75 |
| 9 | 78,30 | 8,23 | 34,65 | 42,88 |
| 10 | 78,51 | 8,28 | 38,70 | 46,98 |
| 20 | 79,54 | 8,50 | 79,46 | 87,96 |
| 30 | 79,92 | 8,58 | 120,35 | 128,93 |
| 40 | 80,15 | 8,63 | 161,37 | 170,00 |
| 50 | 80,26 | 8,65 | 202,25 | 210,90 |
| 60 | 80,34 | 8,67 | 243,18 | 251,84 |
| 70 | 80,42 | 8,68 | 284,27 | 292,95 |
| 80 | 80,43 | 8,69 | 324,98 | 333,66 |
| 90 | 80,46 | 8,69 | 365,91 | 374,60 |
| 100 | 80,50 | 8,70 | 406,93 | 415,63 |



39 pav. Nuokrypių koeficiento priklausomybė nuo apkrovos kiekio

Iš gautų duomenų taip pat nubraižyta galios suvartojimo filtre priklausomybė nuo apkrovos kiekio (žr. 40 pav.). Iš gautos priklausomybės matoma jog didėjant apkrovai suvartojama galia filtre taip pat didėja. Iki 20 apkrovos kondensatorių galia kito nuo 6,6 W iki 8,5 W. Tai sudaro 1,6 procento

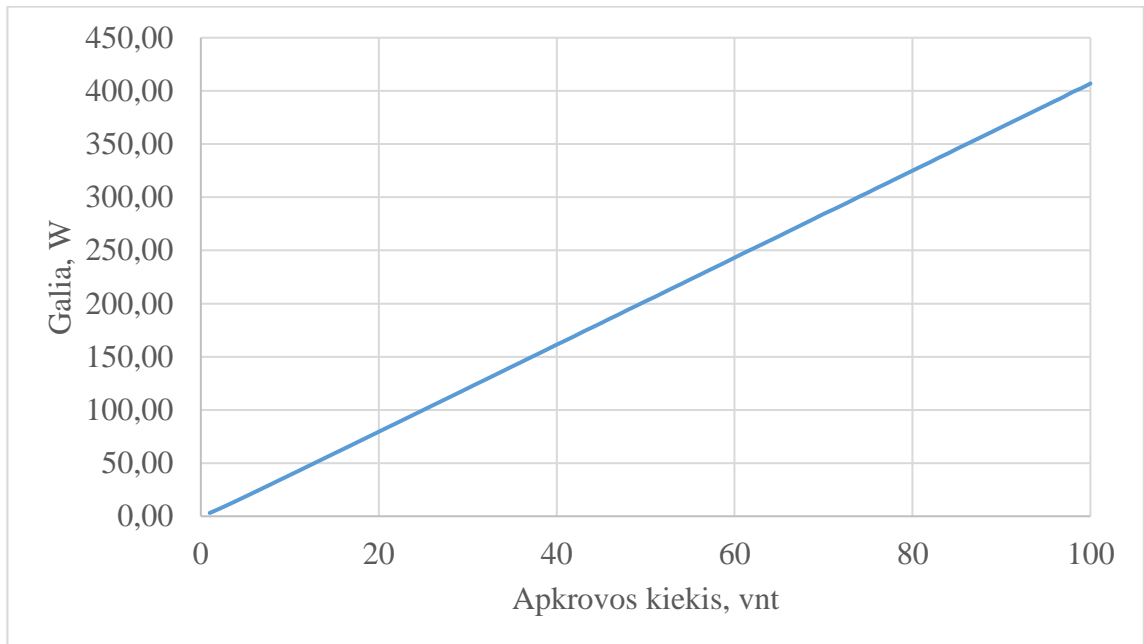
visos galios tenkančios tranzistoriams. Nuo 20 apkrovos suvartojamos galios pokytis yra minimalus ir didėjant apkrovai iki maksimalios kinta nežymiai. Šiame ruože galia tenkanti filtrui siekia 8,5 W, toks suvartojimas sudaro 2 procentus visos galios.



40 pav. Galios suvartojimo filtru priklausomybė nuo apkrovos kiekio

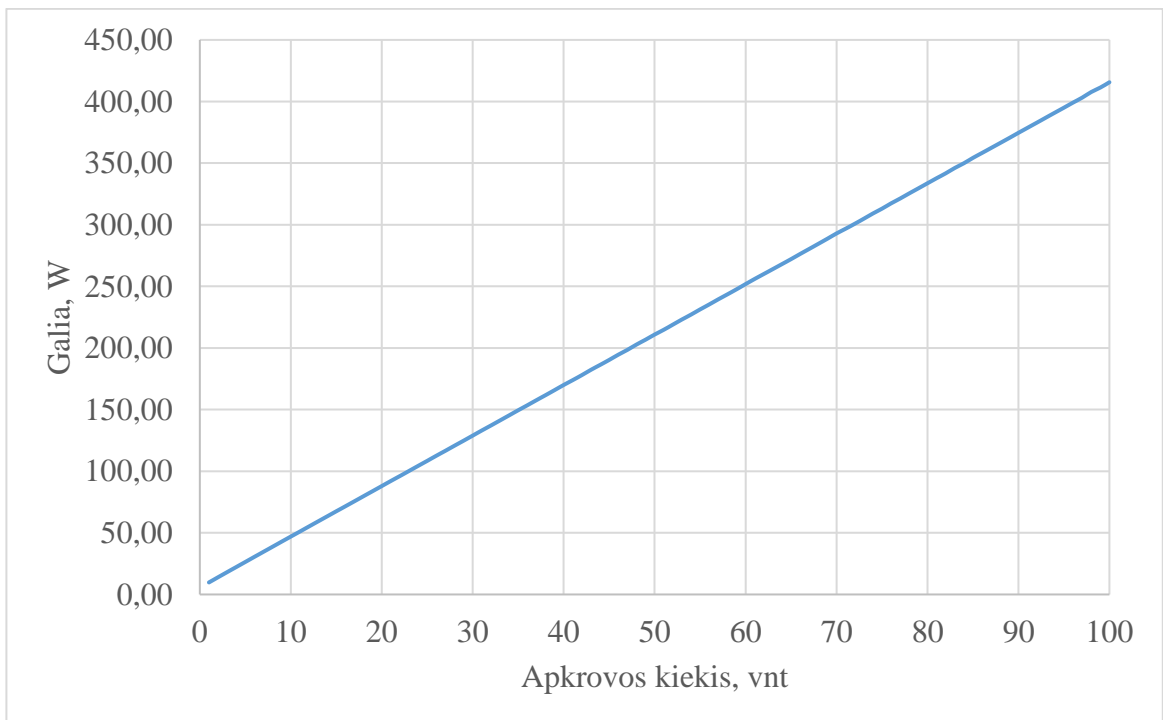
Iš galios suvartojimo apkrovoje priklausomybės nuo apkrovos kiekio (žr. 41 pav.) nustatyta jog lygiagrečiai prijungiant apkrovos kondensatorius ant jų krentanti galia tiesiškai didėja. Galia tenkanti apkrovai su kiekvienu prijungtu apkrovos kondensatoriumi didėja po ~4 W. Stiprintuvo išėjime sugeneruota galia vidutiniškai sudaro 98 procentus visos galios kuri krenta ant apkrovos. Kai prijungtas maksimalus kiekis talpinių apkrovų galia yra 406,93 W.

Taip pat pastebėta, jog su kompensaciniais kondensatoriais nėra rezonanso, kuris buvo modelyje be kompensacijos. Tai nutinka dėl to jog bendra talpa kuri prijungta prie filtro išėjimo yra maža. Tad rezonansinis dažnis yra labai aukštas, panaudojus 3 formulę paskaičiuotas rezonansinis dažnis yra 120 kHz, kai prijungta 100 apkrovos kondensatorių. O kai prijungtas 1 apkrovos kondensatorius rezonansinis LC grandies dažnis yra 71 kHz. Tad esant tokiam aukštam dažniui šis nepatenka į darbinį dažnį, kuris yra 40 kHz.



41 pav. Apkrovos galios suvartojimo priklausomybė nuo apkrovos kiekio

Bendras galios suvartojimas kuris tenka tranzistoriams kinta taip pat kaip galia krentanti ant apkrovos. Tai galima matyti galios kritimo ant tranzistorių priklausomybėje nuo apkrovos kiekio (žr. 42 pav.). Galia taip pat didėja tiesiškai, kai apkrova yra didinama. Kadangi filtro suvartojama galia sudaro 2 procentus visos galios, tad visa likusi galia tenka apkrovai.



42 pav. Galios tenkančios tranzistoriams priklausomybė nuo apkrovos kiekio

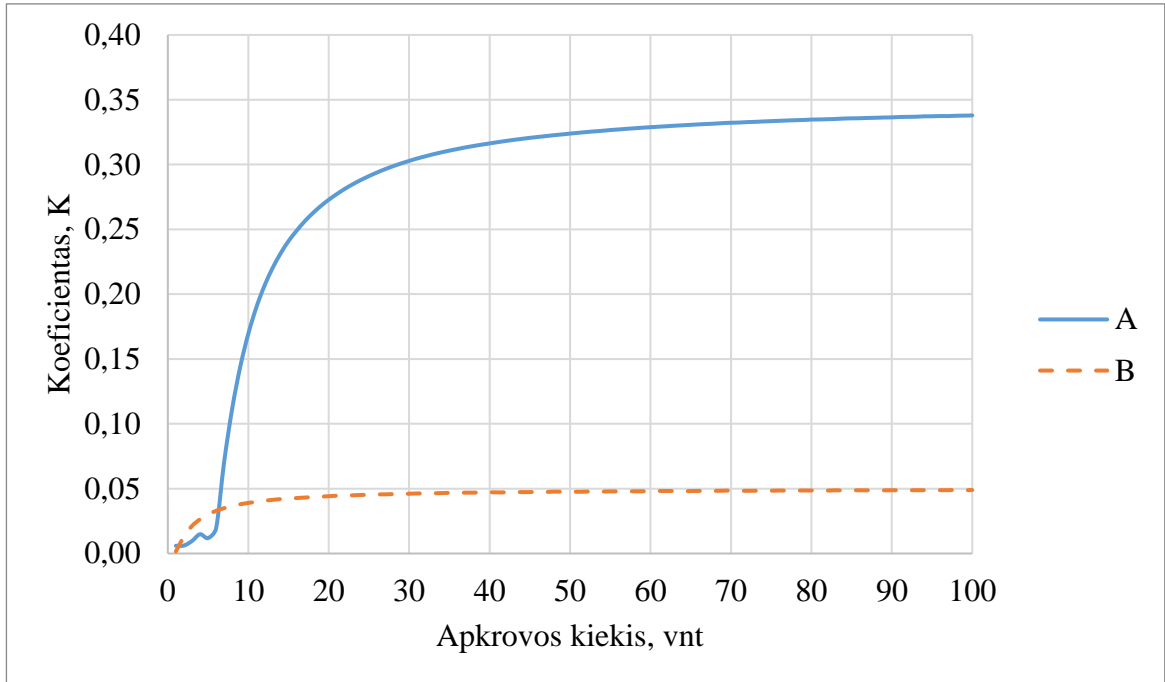
Atlikus bandymą su kompensacijos kondensatoriais nustatyta, kad didžioji dalis galios tenka apkrovai. Apkrovai tenkanti galia sudaro 98 procentus, filtrui tenkanti galia siekia 2 procentus. Maksimali galia pasiekama prijungus 100 vienetų talpinių apkrovų ir ji siekia 415 W. Galia kintant apkrovai didėja tiesiškai su lyg kiekvienu lygiagrečiai prijungiamu apkrovos kondensatoriumi.

2.6. Gautų tyrimo rezultatų palyginimas

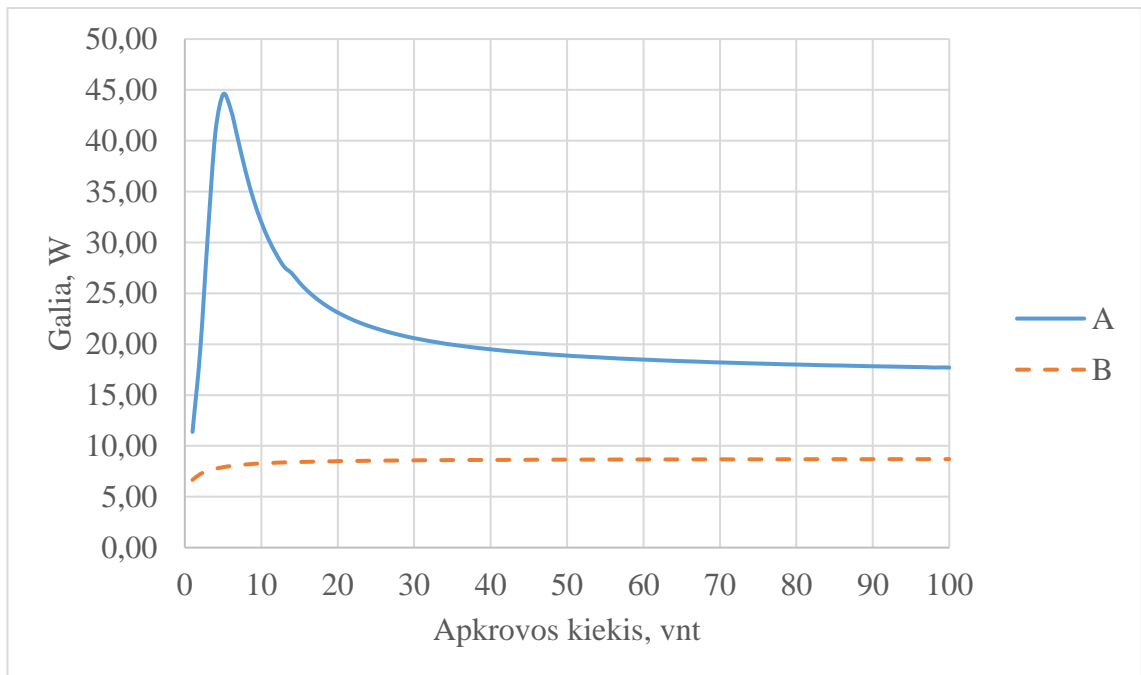
Atlikti du tyrimai – su pradiniu sistemos modeliu, bei optimizuotu sistemos modeliu pagal galios faktoriaus korekciją. Kai tyrimo sąlygos identiškos, tai yra tiek pradiniam modelyje, tiek optimizuotame modelyje naudojamas tas pats LR filtras kurio kirtimo dažnis kHz. Abejose schemose naudota pusės tiltelio topologija, kur galios tranzistoriai valdomi impulsų pločio moduliacijos signalais, kurie gauti panaudojant sinusinę impulsų pločio moduliacijos topologiją. Impulsų pagalba tranzistorių išėjime generuojami +/- 100 V impulsai, kuriuos nufiltravus gaunamas 40 kHz kintamos įtampos signalas. Šis signalas valdo ultragarsinį siūstuvą, kuris ekvivalentinėje schemoje atitinka kondensatorių, kurio talpa yra 2500 pF. Ši talpa kinta iki 100 kartų, lygiagrečiai prijungiant tokios pat talpos kondensatorių. Tyrimu metu gauti duomenys yra palyginami.

Pagal gautus duomenis gautos nuokrypių priklausomybės nuo apkrovos kiekio (žr. 43 pav.). Iš pateiktos priklausomybės matoma jog sugeneruoto išėjimo nuokrypis nuo idealaus signalo drastiškai skiriasi. Modelio su galios faktoriaus kompensacija koeficientas yra gerokai mažesnis, nei nuokrypis be kompensacijos. Kintant apkrovai koeficientas su kompensacija kinta labai nedaug ir pasiekus 30 apkrovą nusistovi, bei laikosi su nedideliu svyravimu stabiliai iki maksimalios apkrovos. Tuo tarpu modelio be kompensacijos nuokrypis smarkiai didėja iki 30 apkrovos, o nuo 30 apkrovos iki maksimalios – 100 kinta nežymiai. Filtru išėjime įtampa be kompensacijos sumažėjo iki 3,12 V, kai prijungta 100 vienetų . Modelyje su kompensacija, filtro išėjime įtampa padidėjo nuo 70,4 V (1 apkrovos kondensatorius) iki 80,4 V (100 vnt. apkrovos kondensatorių).

Galios kritimas filtrui taip pat skiriasi gana smarkiai lyginant pradinį modelį, bei modelį su galios faktoriaus kompensacija (žr. 44 pav.). Kaip matoma iš pateiktos priklausomybės modelis su kompensacija panaikino galios šuoli esant mažai apkrovai ir priklausomybė yra gana lygi. Bendras suvartojamos galios lygis taip pat yra mažesnis nei modelyje be kompensacijos. Modelyje be kompensacijos, kai prijungti 5 vienetai apkrovos kondensatorių galia filtre sudarė 73 procentus visos galios. O modelyje su kompensaciniais kondensatoriais, kai prijungtas tas pats kiekis kondensatorių galia sudarė 1,9 procento. Tai parodo jog modelyje su kompensacija didžioji dalis galios yra sunaudojama efektyviai. Taip pat iš rezultatų palyginimo matoma jog modelyje su kompensacija nėra rezonanso esant mažai apkrovai. Kadangi LC rezonansinis dažnis yra aukščiau už darbinį 40 kHz dažnį.



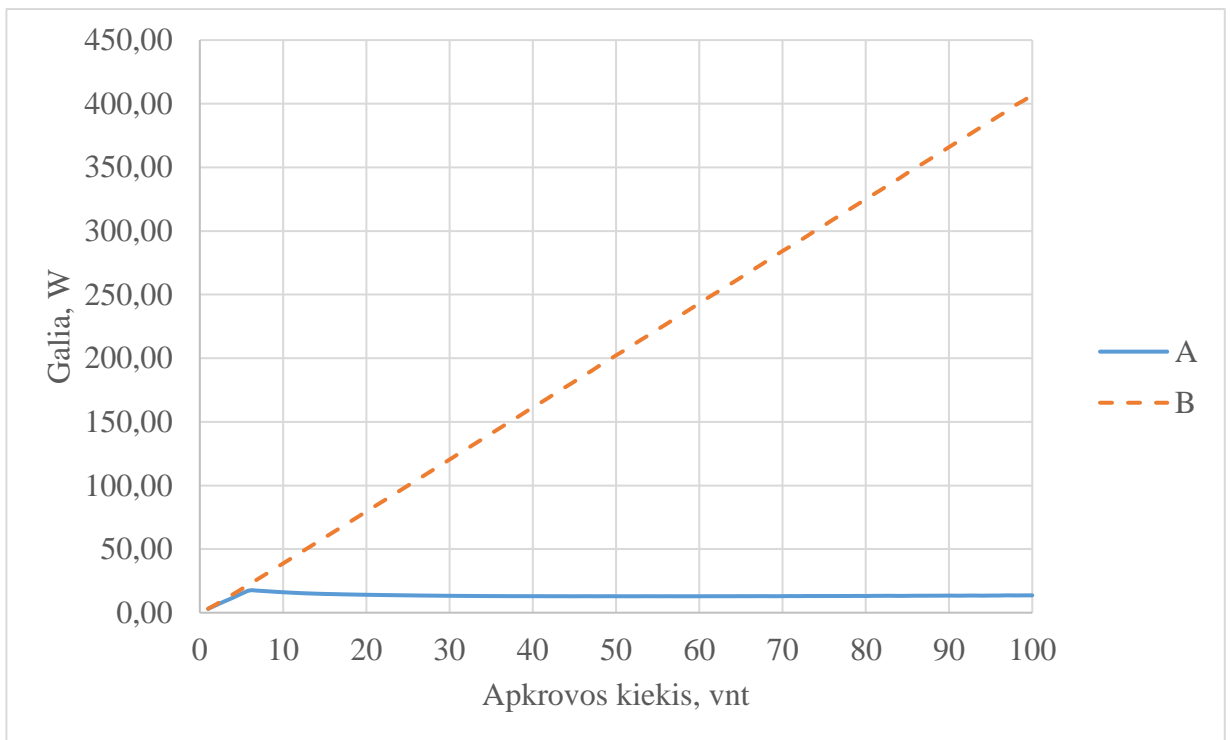
43 pav. Koeficiento K palyginimas (A – modelis be kompensacijos; B – modelis su kompensacija)



44 pav. Galios suvartojimo filtre palyginimas (A – modelis be kompensacijos; B – modelis su kompensacija)

Galia tenkanti apkrovai modelyje su kompensacija, didėjant apkrovai, didėja tiesiškai (žr. 45 pav.). O galia modelyje be kompensacijos, kintant apkrovai, kinta nežymiai. Modelyje be kompensacijos galia tenkanti apkrovai yra nedidelė dėl įtampos kritimo. Tačiau pirminiame modelyje

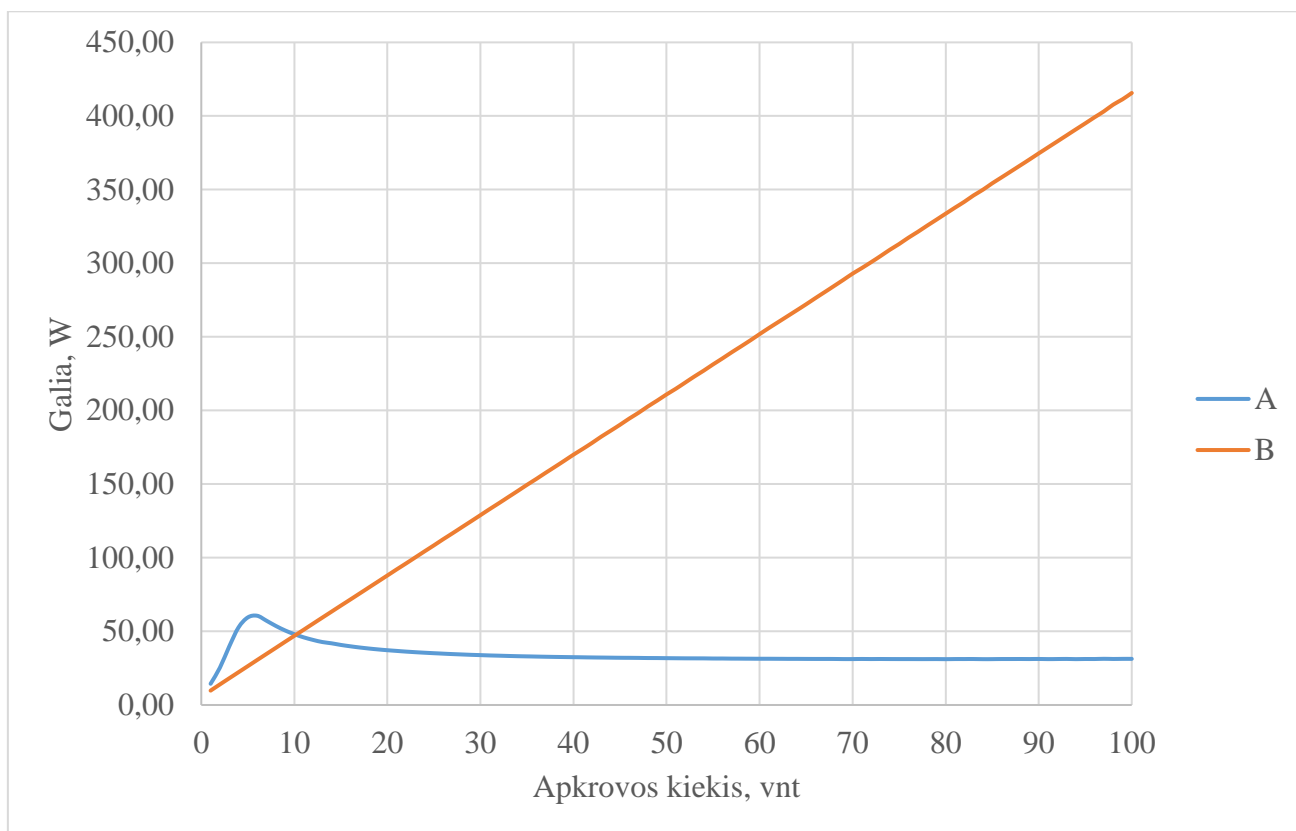
galia tenkanti apkrovai, kai prijungta 100 vienetų talpinių apkrovų, sudaro 70 procentų visos galios. Optimizuotame modelyje galia tenkanti apkrovai sudaro 98 procentus. Kadangi modelis su kompensacija neturi kardinalaus įtampos kritimo už filtro, bendrai atiduodama stiprintuvo galia yra didesnė. Modelyje su kompensacija kai prijungtas maksimalus kiekis apkrovų, galia tenkanti šiai apkrovai, siekia 406,93 W. Modelyje be kompensacijos apkrovai tenkanti galia yra 13,62 W. Taip pat modelyje be kompensacijos, kai prijungtos 6 apkrovos ir susidariusi LC grandinė rezonuoja, galia filtre yra maksimali ir siekia 17,51 W. O modelyje su kompensacija, kai prijungtas tas pats kiekis apkrovų, galia tenkanti apkrovai yra 22,51 W. Tai gi galia apkrovai modelyje su kompensacija yra žymiai didesnė, nei modelyje be kompensacijos. Toks skirtumas susidarė dėl didelio įtampos kritimo už filtro, kadangi galia priklauso nuo įtampos bei srovės.



45 pav. Galios kritimo apkrovoje palyginimas (A – modelis be kompensacijos; B – modelis su kompensacija)

Bendra galia tenkanti tranzistoriams taip pat skiriasi (žr. 46 pav.). Pradiniame modelyje be kompensacijos galia tenkanti tranzistoriams smarkiai didėjo, prijungiant pirmas apkrovas, tačiau modelyje su galios faktoriaus kompensacija galia didėja tiesiškai iki maksimalios apkrovos. Maksimali galia tenkanti tranzistoriams modelyje be kompensacijos siekia 60,6 W. Modelyje su kompensacija maksimali galia yra 415,63 W. Pridėjus du nedidelės talpos kondensatorius bendra galia tenkanti tranzistoriams smarkiai pasikeitė. Tai nutinka dėl aukštos įtampos stiprintuvo išėjime.

Taip pat dėl pakitusios galutinės talpos išėjimo filtras jautriai nereaguoja į apkrovos pasikeitimą. Dėl to gaunamas lygus galios didėjimas kai apkrova yra didinama iki 100 vienetų.



46 pav. Galios tenkančios tranzistoriams priklausomybių palyginimas (A – modelis be kompensacijos; B – modelis su kompensacija)

Atlikus bandymą su pradiniu modeliu, bei su optimizuotu sistemos modeliu buvo nustatyta, kad pradiniam sistemos modelyje kintant apkrovai LR žemo dažnio filtras ir talpinė apkrova sudaro LC rezonansinę grandį. Šis rezonatorius turi įtakos stiprintuvo išėjime kai apkrova yra maža, t. y. prijungti 4 – 6 apkrovos kondensatoriai. Būtent prijungus 5 – 7 apkrovos kondensatorius rezonansinis dažnis yra 36 kHz. Šis rezonansinis dažnis yra artimas darbiniam 40 kHz dažniui tad atiduodama galia šioje atkarpoje yra didžiausia. Toliau didėjant apkrovai galia mažėja, kadangi išėjimo įtampa taip pat mažėja. Modelyje su kompensaciniais kondensatoriais rezonanso fenomenas nepastebimas. Kadangi apkrovai nuosekliai prijungtas mažos talpos kondensatorius pakeičia galutinę talpą ir rezonansinis dažnis, priklausomai nuo apkrovos, persikelia į aukštesnius dažnius (70 – 120 kHz). Taip pat įtampos kritimas modelyje su kompensacija neegzistuoja, įtampa didėja, didinant apkrovą. Dėl to bendra galia yra gerokai aukštesnė, lyginant su pirminiu sistemos modeliu.

IŠVADOS

1. Atlikus literatūros apžvalgą ir išnagrinėjus PVM filtravimo galios kompensavimo metodus nustatyta, kad talpinei apkrovai tinkamas yra galios faktoriaus kompensacijos metodas, kai maitinimo šaltiniui lygiagrečiai prijungiami mažos talpos (žymiai mažesnės už vidutinę apkrovos talpą) kondensatoriai.

2. Modeliuojant ekvivalentinę grandinę be galios faktoriaus kompensacijos, ištirtas išėjimo įtampos nuokrypio nuo idealios sinusoidės matavimas, kai apkrova keičiama nuo minimalios – 1 vnt. iki maksimalios – 100 vnt. Nustatyta jog įtampos amplitudė filtro išėjime krenta iki 3,12 V; nuokrypio koeficientas šiuo atveju yra 0,34.

3. Kai apkrova keičiama nuo minimalios – 1 vnt. iki maksimalios – 100 vnt., atsiranda galios rezonansas dėl komponentų tarpusavio sąveikos. Rezonanso metu gaunama maksimali 60,6 W galia Iš jos 73 procentai išsiskiria filtre , o 27 procentai apkrovoje

4. Papildžius modelį kompensaciniais kondensatoriais, nustatyta, kad įtampa išėjime su lyg kiekviena prijungta papildoma apkrova didėja ir esant maksimaliam apkrovų kiekiui pasiekia 80,5 V. Nuokrypio koeficientas nuo idealios sinusoidės šiuo atveju neviršija 0,01.

5. Nustatyta jog didėjant apkrovai bendra išėjimo galia didėja tiesiškai. Maksimaliai apkrovas išėjimą gaunama 415 W galia, kuri realioje grandinėje būtų apribota maitinimo šaltinio galios ir išėjimo tranzistorių netiesinėmis savybėmis, kurios šiame darbe nebuvo modeliuojamos. Naudojant kompensacinius kondensatorius tirtų apkrovų ribose filtrui vidutiniškai tenka 2 procentai visos galios, o apkrovai tenka 98 procentai visos galios.

6. Nustatyta jog panaudojus nedidelės talpos kompensacinius kondensatorius, kurie lygiagrečiai prijunti maitinimo šaltiniui, įtampos amplitudė filtro išėjime mažai priklauso nuo prijungtos talpinės apkrovos dydžio, o didžiausia išėjimo galios dalis tenka apkrovai. Todėl pasiūlytas galios kompensavimo metodas yra puikiai tinkantis suformuluoto uždavinio sprendimui.

LITERATŪROS SĄRAŠAS

- [1] I. O. Wygant, M. Kupnik, J. C. Windsor, W. M. Wright, M. S. Wochner, G. G. Yaralioglu, M. F. Hamilton, and B. T. Khuri-Yakub, “50 kHz capacitive micromachined ultrasonic transducers for generation of highly directional sound with parametric arrays,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 56, no. 1, pp. 193–203, 2009.
- [2] M. S. Salim, M. F. Abd Malek, R. B. W. Heng, K. M. Juni, and N. Sabri, “Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers: Technology and Application,” *J. Med. Ultrasound*, vol. 20, no. 1, pp. 8–31, 2012.
- [3] “General Description and Advantages of CMUTs.” [Žiūrėta 2018-05-26]. Prieiga per internetą: <https://web.archive.org/web/20110720050202/http://www-kyg.stanford.edu/khuriyakub/opencms/en/research/cmuts/general/index.html>.
- [4] U. Asli, A. Abdullah, K. Coskun, and O. H. Kagan, “Electrically Unbiased Driven Airborne Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer Design,” pp. 991–994, 2012.
- [5] L. Svilainis, A. Chaziachmetovas, and V. Dumbrava, “Half bridge topology 500 v pulser for ultrasonic transducer excitation,” *Ultrasonics*, vol. 59, pp. 79–85, 2015.
- [6] K. Agbossou, J. Dion, S. Member, S. Carignan, M. Abdelkrim, and A. Cheriti, “Class D Amplifier for a Power Piezoelectric Load,” vol. 47, no. 4, pp. 1036–1041, 2000.
- [7] W. Subsingha, “A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Third Harmonic Injected PWM Reference Signal on Five Level Diode Clamp Inverter,” *Energy Procedia*, vol. 89, pp. 137–148, 2016.
- [8] S. Ranganathan, “Low Cost FPGA Implementation of SPWM Using Dynamically Configurable Switching Frequency for Three Phase Voltage Source Inverter,” 2015.
- [9] M. Ghayur, “Design and Real-Time Implementation of SPWM based Inverter.”
- [10] T. M. Chau, L. Fang, W. Wang, Z. Li, X. Xu, and A. Luo, “Space vector pulse-width modulation algorithm and DC-side voltage control strategy of three-phase four-switch active power filters,” *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 125–135, 2013.
- [11] C. Yao, T. Yibin, and J. Xinmin, “A novel algorithm of SVPWM harmonic analysis,” *ICIEA 2007 2007 Second IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, pp. 1752–1755, 2007.
- [12] a M. Trzynadlowski, R. L. Kirlin, and S. F. Legowski, “Space Vector PWM Technique with Minimum Switching Losses and a Variable Pulse Rate,” *{IEEE} Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 2, pp. 173–181, 1997.
- [13] M. R. Abedi and B. M. Song, “Specialized predictive SVPWM current control of back-to-back converters for wind power generation systems,” *PEMWA 2012 - 2012 IEEE Power Electron.*

Mach. Wind Appl., no. m, 2012.

- [14] Q. Zeng and L. Chang, "An advanced SVPWM-based predictive current controller for three-phase inverters in distributed generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1235–1246, 2008.
- [15] S. G. P. Inverter, H. Cha, and T. Vu, "Comparative Analysis of Low-pass Output Filter for," pp. 1659–1665, 2010.
- [16] S. Jayalath, "An LCL -Filter Design With Optimum Total Inductance and Capacitance," vol. 33, no. 8, pp. 6687–6698, 2018.
- [17] O. Husev, A. Chub, and E. Romero-cadaval, "Voltage Distortion Approach for Output Filter Design for Off-Grid and Grid-Connected PWM Inverters," vol. 15, no. 1, pp. 278–287, 2015.
- [18] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and Control of an LCL -Filter-Based Three-Phase Active Rectifier," vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [19] X. Fan, S. Member, C. Mishra, and S. Member, "Single Miller Capacitor Frequency Compensation Technique for Low-Power Multistage Amplifiers," vol. 40, no. 3, pp. 584–592, 2005.
- [20] I. Introduction, "Solid-state circuits," vol. 23, no. 5, pp. 1590–1595, 1990.
- [21] J. F. Bayona, H. R. Chamorro, S. Member, A. C. Sanchez, S. Member, J. Aguillon-garcia, D. A. Rubio, and S. Member, "Linear Control of a Power Factor Correction Rectifier in Half-bridge Configuration," pp. 1–6.
- [22] C. M. Wang and C. Y. Ho, "A novel single-stage high-power-factor electronic ballast with symmetrical half-bridge topology," *Conf. Proc. - IPEMC 2006 CES/IEEE 5th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, vol. 3, no. 2, pp. 2001–2005, 2007.
- [23] M. Engelhardt, "SPICE Differentiation," no. January, pp. 10–16, 2015.
- [24] "IRL540 Manual." [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/91300/91300.pdf>.
- [25] "OKAWA Electric Design." [Žiūrēta 2018-05-26]. Prieiga per internetā: <http://sim.okawadenshi.jp/en/CRlowkeisan.htm>.
- [26] "Calculatoredge." [Žiūrēta 2018-05-26]. Prieiga per internetā: http://www.calculatoredge.com/electronics/bw_tee_low_pass.htm.
- [27] "RLC Resonant Frequency Calculator." [Žiūrēta 2018-05-26]. Prieiga per internetā: <http://www.electricalcalculators.org/rlc-resonant-frequency-calculator/>.

PRIEDAI

Modelio be kompensacijos modeliavimo duomenys

| Apkrovos nr. | Įtampa RMS, V | Filtro galia, W | Apkrovos galia, W | Tranzistorių galia, W |
|--------------|---------------|-----------------|-------------------|-----------------------|
| 1 | 69,51 | 11,37 | 3,03 | 14,41 |
| 2 | 69,47 | 19,27 | 6,07 | 25,33 |
| 3 | 68,78 | 30,67 | 9,01 | 39,68 |
| 4 | 67,73 | 40,83 | 11,83 | 52,66 |
| 5 | 68,33 | 44,55 | 14,91 | 59,47 |
| 6 | 66,82 | 43,10 | 17,50 | 60,60 |
| 7 | 56,57 | 39,97 | 17,29 | 57,25 |
| 8 | 48,36 | 36,84 | 16,89 | 53,73 |
| 9 | 41,91 | 34,18 | 16,46 | 50,64 |
| 10 | 36,82 | 32,01 | 16,07 | 48,08 |
| 11 | 32,74 | 30,23 | 15,72 | 45,96 |
| 12 | 29,44 | 28,79 | 15,42 | 44,21 |
| 13 | 26,72 | 27,60 | 15,16 | 42,77 |
| 14 | 24,44 | 26,96 | 14,94 | 41,90 |
| 15 | 22,51 | 26,05 | 14,74 | 40,79 |
| 16 | 20,92 | 25,27 | 14,61 | 39,89 |
| 17 | 19,47 | 24,61 | 14,45 | 39,06 |
| 18 | 18,23 | 24,05 | 14,32 | 38,37 |
| 19 | 17,11 | 23,54 | 14,19 | 37,74 |
| 20 | 16,13 | 23,11 | 14,08 | 37,20 |
| 21 | 15,26 | 22,73 | 13,99 | 36,72 |
| 22 | 14,45 | 22,38 | 13,88 | 36,26 |
| 23 | 13,73 | 22,08 | 13,79 | 35,86 |
| 24 | 13,08 | 21,80 | 13,70 | 35,50 |
| 25 | 12,48 | 21,56 | 13,62 | 35,18 |
| 26 | 11,93 | 21,33 | 13,53 | 34,86 |
| 27 | 11,42 | 21,12 | 13,45 | 34,57 |
| 28 | 10,95 | 20,93 | 13,39 | 34,32 |
| 29 | 10,52 | 20,75 | 13,32 | 34,07 |
| 30 | 10,14 | 20,59 | 13,27 | 33,87 |
| 31 | 9,76 | 20,45 | 13,21 | 33,66 |
| 32 | 9,43 | 20,31 | 13,17 | 33,48 |
| 33 | 9,11 | 20,18 | 13,12 | 33,31 |
| 34 | 8,82 | 20,06 | 13,09 | 33,15 |
| 35 | 8,55 | 19,95 | 13,06 | 33,01 |
| 36 | 8,30 | 19,85 | 13,04 | 32,89 |
| 37 | 8,05 | 19,75 | 13,01 | 32,76 |
| 38 | 7,83 | 19,66 | 13,00 | 32,65 |
| 39 | 7,63 | 19,58 | 12,99 | 32,56 |
| 40 | 7,44 | 19,49 | 12,98 | 32,48 |
| 41 | 7,25 | 19,42 | 12,97 | 32,38 |
| 42 | 7,06 | 19,34 | 12,94 | 32,29 |
| 43 | 6,89 | 19,28 | 12,94 | 32,21 |
| 44 | 6,73 | 19,21 | 12,93 | 32,14 |
| 45 | 6,58 | 19,15 | 12,92 | 32,06 |
| 46 | 6,44 | 19,09 | 12,94 | 32,03 |
| 47 | 6,31 | 19,03 | 12,94 | 31,97 |
| 48 | 6,17 | 18,97 | 12,92 | 31,90 |
| 49 | 6,05 | 18,93 | 12,94 | 31,87 |

Lentelės tęsinys kitame puslapyje

| | | | | |
|-----|------|-------|-------|-------|
| 50 | 5,92 | 18,88 | 12,92 | 31,80 |
| 51 | 5,80 | 18,83 | 12,92 | 31,75 |
| 52 | 5,69 | 18,79 | 12,91 | 31,70 |
| 53 | 5,59 | 18,75 | 12,92 | 31,67 |
| 54 | 5,49 | 18,71 | 12,94 | 31,65 |
| 55 | 5,38 | 18,66 | 12,91 | 31,57 |
| 56 | 5,29 | 18,63 | 12,93 | 31,56 |
| 57 | 5,19 | 18,58 | 12,91 | 31,50 |
| 58 | 5,10 | 18,55 | 12,91 | 31,47 |
| 59 | 5,01 | 18,52 | 12,91 | 31,43 |
| 60 | 4,93 | 18,48 | 12,92 | 31,40 |
| 61 | 4,86 | 18,46 | 12,94 | 31,39 |
| 62 | 4,78 | 18,42 | 12,95 | 31,37 |
| 63 | 4,71 | 18,39 | 12,94 | 31,34 |
| 64 | 4,64 | 18,36 | 12,96 | 31,32 |
| 65 | 4,57 | 18,33 | 12,97 | 31,30 |
| 66 | 4,50 | 18,31 | 12,96 | 31,27 |
| 67 | 4,44 | 18,29 | 12,99 | 31,27 |
| 68 | 4,38 | 18,25 | 13,01 | 31,26 |
| 69 | 4,30 | 18,22 | 12,95 | 31,18 |
| 70 | 4,25 | 18,20 | 12,99 | 31,19 |
| 71 | 4,22 | 18,18 | 13,07 | 31,26 |
| 72 | 4,15 | 18,16 | 13,04 | 31,20 |
| 73 | 4,11 | 18,14 | 13,10 | 31,24 |
| 74 | 4,05 | 18,11 | 13,08 | 31,20 |
| 75 | 4,00 | 18,10 | 13,10 | 31,19 |
| 76 | 3,95 | 18,08 | 13,11 | 31,18 |
| 77 | 3,90 | 18,05 | 13,11 | 31,16 |
| 78 | 3,86 | 18,03 | 13,13 | 31,16 |
| 79 | 3,82 | 18,01 | 13,17 | 31,19 |
| 80 | 3,76 | 18,00 | 13,13 | 31,13 |
| 81 | 3,74 | 17,98 | 13,22 | 31,20 |
| 82 | 3,70 | 17,96 | 13,25 | 31,21 |
| 83 | 3,67 | 17,94 | 13,29 | 31,23 |
| 84 | 3,60 | 17,92 | 13,20 | 31,12 |
| 85 | 3,57 | 17,91 | 13,25 | 31,16 |
| 86 | 3,55 | 17,90 | 13,33 | 31,23 |
| 87 | 3,51 | 17,88 | 13,33 | 31,21 |
| 88 | 3,48 | 17,87 | 13,37 | 31,23 |
| 89 | 3,44 | 17,84 | 13,36 | 31,21 |
| 90 | 3,42 | 17,83 | 13,44 | 31,26 |
| 91 | 3,36 | 17,82 | 13,35 | 31,16 |
| 92 | 3,34 | 17,80 | 13,41 | 31,22 |
| 93 | 3,32 | 17,79 | 13,48 | 31,27 |
| 94 | 3,26 | 17,78 | 13,38 | 31,16 |
| 95 | 3,25 | 17,76 | 13,48 | 31,24 |
| 96 | 3,21 | 17,75 | 13,47 | 31,22 |
| 97 | 3,22 | 17,73 | 13,63 | 31,37 |
| 98 | 3,17 | 17,70 | 13,56 | 31,26 |
| 99 | 3,15 | 17,72 | 13,61 | 31,33 |
| 100 | 3,12 | 17,70 | 13,62 | 31,32 |

Modelio su kompensacija modeliavimo duomenys

| Apkrovos nr. | Įtampa RMS, V | Filtro galia, W | Apkrovos galia, W | Tranzistorių galia, W |
|--------------|---------------|-----------------|-------------------|-----------------------|
| 1 | 70,40 | 6,66 | 3,11 | 9,77 |
| 2 | 73,31 | 7,22 | 6,75 | 13,97 |
| 3 | 74,95 | 7,54 | 10,58 | 18,13 |
| 4 | 75,97 | 7,75 | 14,50 | 22,25 |
| 5 | 76,72 | 7,90 | 18,48 | 26,39 |
| 6 | 77,29 | 8,02 | 22,51 | 30,53 |
| 7 | 77,69 | 8,11 | 26,53 | 34,64 |
| 8 | 78,02 | 8,17 | 30,58 | 38,75 |
| 9 | 78,30 | 8,23 | 34,65 | 42,88 |
| 10 | 78,51 | 8,28 | 38,70 | 46,98 |
| 11 | 78,67 | 8,31 | 42,75 | 51,06 |
| 12 | 78,85 | 8,35 | 46,85 | 55,20 |
| 13 | 78,98 | 8,38 | 50,92 | 59,30 |
| 14 | 79,09 | 8,40 | 55,00 | 63,40 |
| 15 | 79,19 | 8,42 | 59,07 | 67,49 |
| 16 | 79,26 | 8,44 | 63,12 | 71,55 |
| 17 | 79,33 | 8,45 | 67,19 | 75,64 |
| 18 | 79,41 | 8,47 | 71,28 | 79,75 |
| 19 | 79,48 | 8,48 | 75,37 | 83,85 |
| 20 | 79,54 | 8,50 | 79,46 | 87,96 |
| 21 | 79,61 | 8,51 | 83,58 | 92,10 |
| 22 | 79,63 | 8,51 | 87,60 | 96,11 |
| 23 | 79,68 | 8,53 | 91,71 | 100,23 |
| 24 | 79,73 | 8,54 | 95,82 | 104,35 |
| 25 | 79,76 | 8,54 | 99,88 | 108,42 |
| 26 | 79,82 | 8,56 | 104,02 | 112,58 |
| 27 | 79,83 | 8,56 | 108,05 | 116,61 |
| 28 | 79,87 | 8,57 | 112,16 | 120,73 |
| 29 | 79,88 | 8,57 | 116,22 | 124,79 |
| 30 | 79,92 | 8,58 | 120,35 | 128,93 |
| 31 | 79,97 | 8,59 | 124,49 | 133,08 |
| 32 | 79,97 | 8,59 | 128,51 | 137,10 |
| 33 | 80,00 | 8,59 | 132,63 | 141,22 |
| 34 | 80,02 | 8,60 | 136,72 | 145,32 |
| 35 | 80,06 | 8,61 | 140,88 | 149,48 |
| 36 | 80,06 | 8,61 | 144,89 | 153,50 |
| 37 | 80,09 | 8,61 | 149,04 | 157,65 |
| 38 | 80,09 | 8,61 | 153,08 | 161,69 |
| 39 | 80,12 | 8,62 | 157,20 | 165,82 |
| 40 | 80,15 | 8,63 | 161,37 | 170,00 |
| 41 | 80,13 | 8,62 | 165,31 | 173,93 |
| 42 | 80,14 | 8,62 | 169,39 | 178,01 |
| 43 | 80,19 | 8,64 | 173,66 | 182,29 |
| 44 | 80,18 | 8,63 | 177,63 | 186,27 |
| 45 | 80,18 | 8,63 | 181,67 | 190,30 |
| 46 | 80,22 | 8,64 | 185,91 | 194,55 |
| 47 | 80,20 | 8,64 | 189,83 | 198,47 |
| 48 | 80,25 | 8,65 | 194,12 | 202,77 |
| 49 | 80,24 | 8,65 | 198,10 | 206,74 |

Lentelės tęsinys kitame puslapyje

| | | | | |
|-----|-------|------|--------|--------|
| 50 | 80,26 | 8,65 | 202,25 | 210,90 |
| 51 | 80,22 | 8,64 | 206,12 | 214,77 |
| 52 | 80,25 | 8,65 | 210,29 | 218,94 |
| 53 | 80,27 | 8,65 | 214,46 | 223,12 |
| 54 | 80,26 | 8,65 | 218,44 | 227,09 |
| 55 | 80,29 | 8,66 | 222,66 | 231,31 |
| 56 | 80,28 | 8,66 | 226,66 | 235,32 |
| 57 | 80,31 | 8,66 | 230,85 | 239,51 |
| 58 | 80,30 | 8,66 | 234,86 | 243,52 |
| 59 | 80,30 | 8,66 | 238,94 | 247,60 |
| 60 | 80,34 | 8,67 | 243,18 | 251,84 |
| 61 | 80,36 | 8,67 | 247,35 | 256,02 |
| 62 | 80,35 | 8,67 | 251,35 | 260,02 |
| 63 | 80,34 | 8,67 | 255,37 | 264,04 |
| 64 | 80,34 | 8,67 | 259,39 | 268,06 |
| 65 | 80,34 | 8,67 | 263,45 | 272,11 |
| 66 | 80,36 | 8,67 | 267,64 | 276,31 |
| 67 | 80,36 | 8,67 | 271,74 | 280,41 |
| 68 | 80,37 | 8,67 | 275,86 | 284,54 |
| 69 | 80,39 | 8,68 | 280,02 | 288,70 |
| 70 | 80,42 | 8,68 | 284,27 | 292,95 |
| 71 | 80,38 | 8,68 | 288,10 | 296,78 |
| 72 | 80,37 | 8,68 | 292,09 | 300,77 |
| 73 | 80,38 | 8,68 | 296,22 | 304,89 |
| 74 | 80,41 | 8,68 | 300,47 | 309,15 |
| 75 | 80,39 | 8,68 | 304,39 | 313,07 |
| 76 | 80,42 | 8,69 | 308,68 | 317,37 |
| 77 | 80,41 | 8,68 | 312,63 | 321,31 |
| 78 | 80,42 | 8,69 | 316,81 | 325,50 |
| 79 | 80,42 | 8,69 | 320,88 | 329,56 |
| 80 | 80,43 | 8,69 | 324,98 | 333,66 |
| 81 | 80,43 | 8,69 | 329,06 | 337,75 |
| 82 | 80,42 | 8,68 | 333,04 | 341,72 |
| 83 | 80,45 | 8,69 | 337,38 | 346,07 |
| 84 | 80,43 | 8,69 | 341,23 | 349,91 |
| 85 | 80,46 | 8,69 | 345,58 | 354,27 |
| 86 | 80,45 | 8,69 | 349,59 | 358,28 |
| 87 | 80,45 | 8,69 | 353,63 | 362,32 |
| 88 | 80,45 | 8,69 | 357,69 | 366,38 |
| 89 | 80,45 | 8,69 | 361,75 | 370,45 |
| 90 | 80,46 | 8,69 | 365,91 | 374,60 |
| 91 | 80,46 | 8,69 | 369,98 | 378,68 |
| 92 | 80,46 | 8,69 | 374,06 | 382,75 |
| 93 | 80,47 | 8,70 | 378,15 | 386,85 |
| 94 | 80,47 | 8,70 | 382,26 | 390,95 |
| 95 | 80,47 | 8,70 | 386,29 | 394,99 |
| 96 | 80,48 | 8,70 | 390,44 | 399,14 |
| 97 | 80,47 | 8,70 | 394,42 | 403,12 |
| 98 | 80,52 | 8,71 | 398,99 | 407,70 |
| 99 | 80,47 | 8,70 | 402,62 | 411,32 |
| 100 | 80,50 | 8,70 | 406,93 | 415,63 |