

Vilniaus universiteto
Fizikos fakulteto
Lazerinių tyrimų centras

Rytis Stasiūnas

AUKŠTO DAŽNIO SINCHRONINĖS DETEKCIJOS SCHEMA NETIESINEI OPTINEI
MIKROSKOPIJAI PANAUDOJANT PROGRAMUOJAMŲ LOGINIŲ ELEMENTŲ
MASYVŲ INTEGRINES GRANDINES

Magistrantūros studijų baigiamasis darbas

Lazerinės fizikos ir optinių technologijų
studijų programa

Studentas

Rytis Stasiūnas

Darbo vadovas

prof. Mikas Vengris

Recenzentas

doc. Gintaras Tamošauskas

Lazerinių tyrimų centro direktorius

prof. Aidas Matijošius

Vilnius 2022

Turinys

Įvadas	3
1. Literatūros apžvalga	5
1.1. Sinchroninio stiprintuvo matematinis aprašymas.....	5
1.2. Sinchroninio stiprintuvo funkciniai komponentai	6
1.2.1. Įėjimo grandinė	7
1.2.2. Atraminio signalo grandinė.....	8
1.2.3. Maišiklis	9
1.2.4. Žemųjų dažnių filtras	9
1.2.5. Signalų išvedimas	9
1.3. Sinchroninio stiprintuvo taikymai optiniuose eksperimentuose.....	10
1.3.1. Sugerties spektroskopija	10
1.3.2. Fluorescencijos mikroskopija	11
1.3.3. Ramano sklaidos spektroskopija	12
1.3.4. Lazerinės sistemos santykinio intensyvumo triukšmo matavimas.....	14
2. Sinchroninės detekcijos sistemos skaitmeninis modeliavimas	16
2.1. Sinchroninio stiprintuvo detekcijos paklaidos priklausomybė nuo analogas-kodas keitiklio raiškos	18
2.2. Signalų-triukšmo santykio priklausomybė nuo žemųjų dažnių filtro eilės ir laikinės konstantos	19
2.3. Sinchroninio stiprintuvo mikroskopinio taikymo pavyzdys.....	21
3. Sinchroninės detekcijos sistemos realizavimas programuojamų loginių elementų masyvų integriniame grandyne	23
3.1. Duomenų priėmimas ir apdorojimas	26
3.2. Duomenų maišymas ir filtravimas	26
3.3. Amplitudės ir fazės skaičiavimas	27
3.4. Duomenų išvedimas	28
4. Sinchroninės detekcijos sistemos testavimo schema ir testavimo scenarijai.....	29
4.1. Testavimo scenarijai.....	31
5. Sinchroninės detekcijos sistemos testavimo rezultatai	32
6. Išvados.....	37
7. Literatūros sąrašas	38

Ivadas

Tikslus signalų matavimas yra vienas iš kertinių faktorių tyrinėjant mus supantį pasaulį. Matuojami signalai įvairių keitiklių pagalba yra konvertuojami į kito tipo signalus, kuriuos galime interpretuoti patys arba perduoti tolimesnei skaitmeninei ar analoginei sistemai. Idealiu atveju, turime betriukšmę sistemą, stiprų signalą ir visiškai tiesinį keitiklį. Tačiau idealių atvejų nebūna ir triukšmas, tiek iš aplinkos, tiek ir iš matavimo sistemos komponentų gali sukelti didelių problemų siekiant reprezentuoti fizikinius reiškinius. Taipogi matuojami signalai ne visada yra pakankamai stiprūs, ko pasekoje yra sunku juos detektuoti. Dalinai šios problemos sprendimui buvo sukurtas sinchroninis detektorius geriau žinomas „*Lock-in Amplifier*“ vardu. Šis XX amžiaus pirmoje pusėje išrastas metodas [1-3] padeda išmatuoti labai silpnus signalus, esant dideliui triukšmui, arba išmatuoti stiprius signalus, esančius plačiame amplitudžių ir dažnių ruože. Didelės raiškos matavimus lemia pagrindinis šio metodo principas – sinchroninė detekcija. Matuojamas objektas yra paveikiamas pasirinkto dažnio elektriniu, optiniu ar kitokiu signalu. Objekto reakcija į signalą perduodama į vieną iš sinchroninio detektoriaus įėjimų, o į kitą paduodamas atraminis signalas, kuriuo buvo paveiktas objektas. Maišiklyje šie du signalai sudauginami ir jų sandauga išfiltruojama. Taip gauname tik nuolatinės įtampos dedamąją, kuri proporcingai atspindi matuojamojo signalo amplitudę.

Pirminiai sinchroninės detekcijos moduliai buvo gaminami tik iš analoginių komponentų. Visų pirma buvo panaudotos vakuuminės lempos, po to sekė tranzistoriai ir, išstobulėjus skaitmeninei logikai, pradėti naudoti diskretūs komponentai ir mikroprocesoriai. Vieni iš tokių pavyzdžių – *programuojamos loginės matricos* (FPGA) sinchroniniai detektoriai. FPGA pagalba galima nesunkiai įgyvendinti matematines operacijas, kontroliuoti skaitmeninių filtrų charakteristikas bei komunikuoti su išoriniais prietaisais realiu laiku bei aukštu dažniu [4]. Ne viena tyrimų grupė pasiekė MHz eilės detekciją [5,6], o komercinės paskirties prietaisai geba detektuoti signalus iki 600MHz [7].

Sinchroninių detektorių pagalba galima ne tik atkurti silpnus signalus bei fazę iš triukšmo, bet ir naudoti šį prietaisą, kaip spektro analizatorių. Dėl didelės greitaveikos galima jį panaudoti sistemose su atgaliniu ryšiu. Dėl savo universalumo sinchroniniai stiprintuvai plačiai naudojami įvairiuose eksperimentuose, tokiuose kaip optinės spektroskopijos matavimai, kur aktualu ne tik sužinoti signalo amplitudę, bet ir jo fazę atraminio signalo atžvilgiu [8,9], optinės interferometrijos eksperimentai, kur tik sinchroninio detektoriaus pagalba įmanoma atkurti labai silpnus signalus iš triukšmo [10,11] bei Ramano sklaidos spektroskopija [12,13].

Šio darbo tikslas – sumodeliuoti bei realizuoti aukšto dažnio sinchroninės detekcijos schemą netiesinei optinei mikroskopijai panaudojant programuojamų loginių elementų masyvų integrines grandines.

Darbo tikslui pasiekti suformuluoti tokie uždaviniai:

- Sukurti sinchroninio stiprintuvo kompiuterinį modelį, leidžiantį sumodeliuoti įvairių signalų detekciją.
- Pagal modelio rezultatus patikrintą schemą įgyvendinti pasirinktoje FPGA platformoje.
- Sukurti testavimo schemą su duomenų generatoriumi / simulatoriumi ir išvedimu.
- Atlikti sistemos greitaveikos, stabilumo ir signalo-triukšmo testus bei palyginti testavimo rezultatus su modeliavimo rezultatais.

1. Literatūros apžvalga

1.1. Sinchroninio stiprintuvo matematinis aprašymas

Sinchroniniam stiprintuvui aprašyti pasinaudosime struktūrinė diagrama pateikta 1-ame paveikslėlyje. Registruojamas signalas $V_s(t)$ išreiškiamas kaip:

$$V_s(t) = A * \cos \omega_s t + \theta, \quad (1)$$

kur A – signalo amplitudė, ω_s – signalo dažnis ir θ – fazės poslinkis atraminio signalo atžvilgiu [7]. Pasinaudodami Oilerio formule matuojamą signalą galime išreikšti, kaip:

$$V_s(t) = \frac{A}{2} * e^{i(\omega_s t + \theta)} + \frac{A}{2} * e^{-i(\omega_s t + \theta)}, \quad (2)$$

Šis matuojamas signalas yra paduodamas į du maišiklius, kuriuose yra sudauginamas su atraminiu signalu ir jo kopija, kurios fazė paslinkta per 90° [7]. Dvifazis maišiklis yra išreiškiamas, kaip įėjimo signalo sandauga su kompleksiniu atraminiu signalu išreiškiamu, kaip:

$$V_r(t) = B * e^{i(\omega_r t)} = B * \cos(\omega_r t) - iB * \sin(\omega_r t), \quad (3)$$

čia B – atraminio signalo amplitudė, ω_r – atraminio signalo dažnis [7]. Sandaugos išraiška:

$$Z(t) = V_s(t) * V_r(t) = \frac{AB}{2} * [e^{i((\omega_s - \omega_r)t + \theta)} + e^{-i((\omega_s + \omega_r)t + \theta)}]. \quad (4)$$

Toliau sudaugintas signalas yra praleidžiamas per žemųjų dažnių filtrą, kuris praleidžia tik skirtuminio dažnio komponentę.

$$Z_{zd}(t) = \frac{AB}{2} * [e^{i((\omega_s - \omega_r)t + \theta)}]. \quad (5)$$

Jeigu tiek matuojamo, tiek ir atraminio signalo dažniai sutampa, išėjimo signalas:

$$Z_{iš}(t) = \frac{AB}{2} * e^{i\theta}. \quad (6)$$

Kadangi žinome atraminio signalo amplitudę, galime apskaičiuoti matuojamo signalo amplitudę.

Matuojamo signalo amplitudę ir fazę stiprintuvo šakose po žemųjų dažnių filtro aprašo dvi vertės X ir Y , kurios reprezentuoja matuojamo signalo vektoriaus koordinatės kompleksinėje plokštumoje [14]:

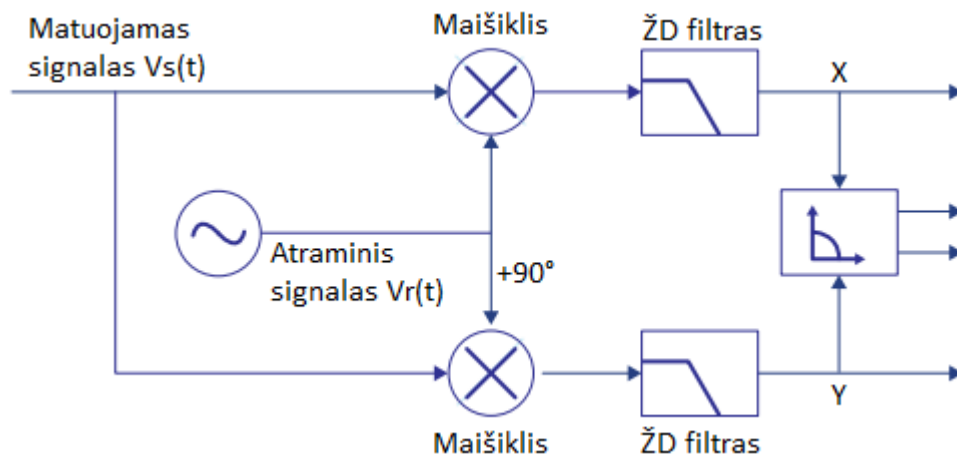
$$X = \text{Re}(Z) = \frac{AB}{2} * \cos \theta, \quad (7)$$

$$Y = \text{Im}(Z) = \frac{AB}{2} * \sin \theta, \quad (8)$$

Žinant šiais vertes nesunku jas perskaičiuoti į polinę koordinačių sistemą, kur gausime tiek matuojamo signalo amplitudę, tiek fazę [14]:

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2}, \quad (8)$$

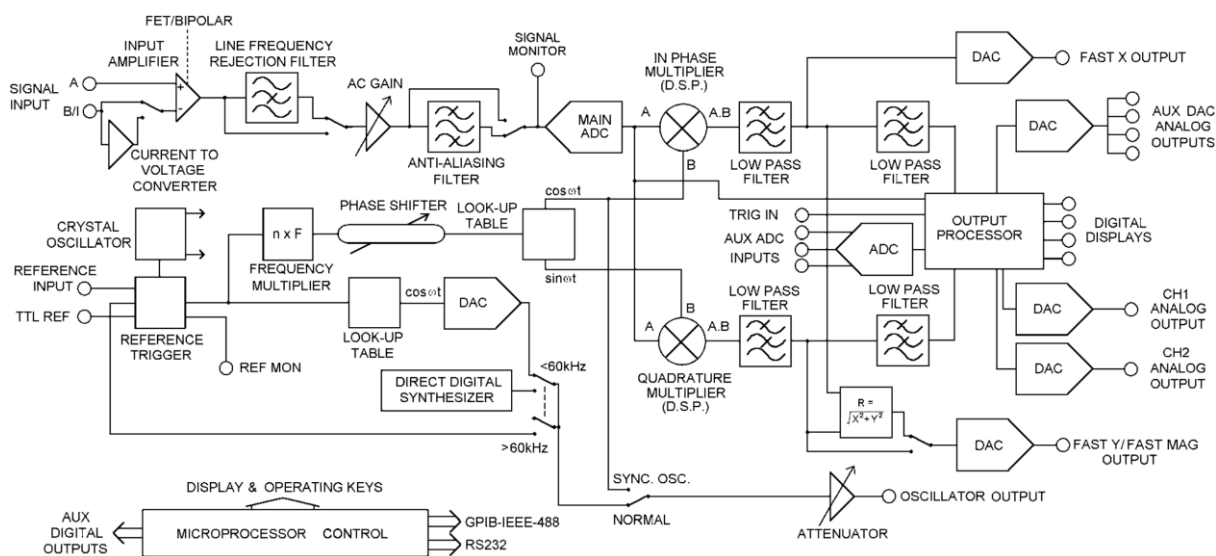
$$\theta = \text{atan2}(Y, X), \quad (9)$$



1 pav. Sinchroninio stiprintuvo supaprastina struktūrinė diagrama

1.2. Sinchroninio stiprintuvo funkciniai komponentai

Aukščiau aprašyta struktūrinė diagrama yra tik principinė, o realūs sinchroniniai stiprintuvai, žvelgiant į jų struktūrines diagramas, gali atrodyti ypatingai sudėtingi, ir sunkiai suvokiami, ypač bandant suprasti, kokių tikslu naudojamas vienas ar kitas komponentas. Šiame skyriuje apžvelgsiu pagrindines grandinės dalis ir į ką būtina atsižvelgti projektuojant sinchroninį detektorių. Pagrindiniai komponentai aptariami remiantis 2-ame paveikslėlyje pateikta skaitmeninio sinchroninio stiprintuvo struktūrine diagrama.



2 pav. Skaitmeninio sinchroninio stiprintuvo struktūrinė diagrama [14]

1.2.1. Įėjimo grandinė

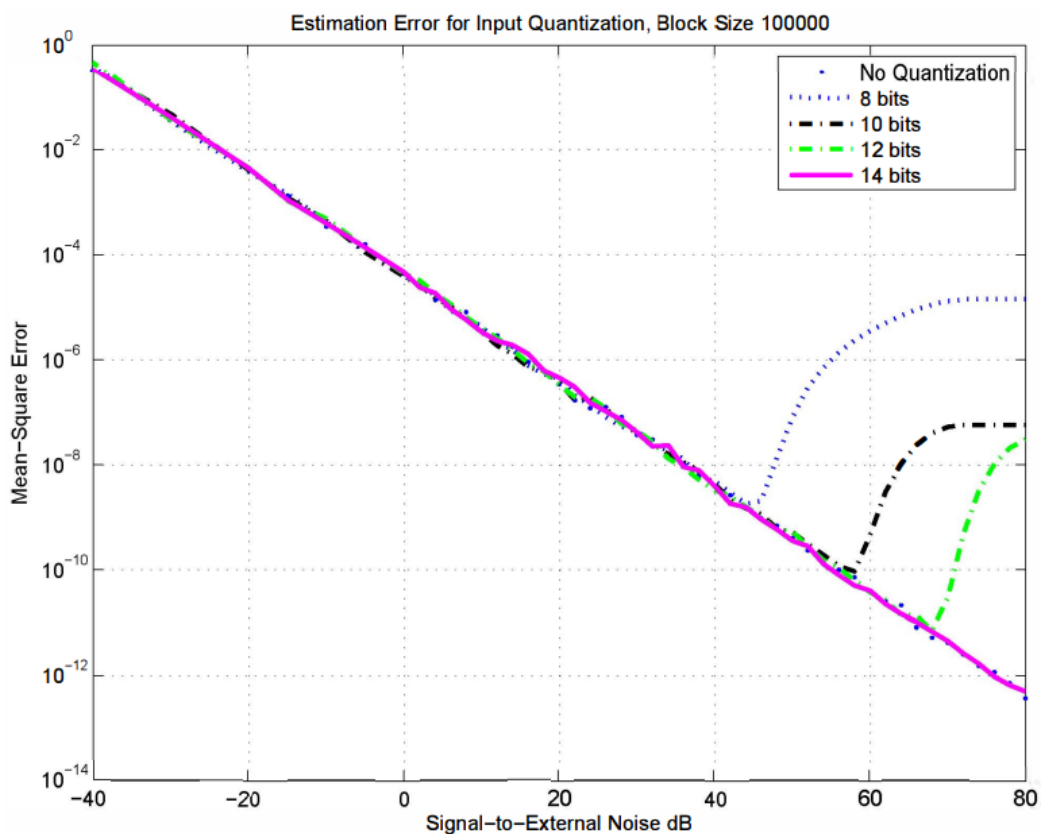
Priklausomai nuo eksperimento, matuojamas signalas gali būti išduodamas įvairiomis formomis. Dažniausiai sutinkami signalai yra viena signalo linija įvedamas žemės atžvilgiu matuojamos įtampos signalas, diferencinis įtampos signalas, paduodamas dviem linijomis, arba srovės signalas, kurio registravimui naudojamas srovės-įtampos keitiklis.

Siekiant išvengti stiprių tinklo įtampos generuojamų trikdžių poveikio matuojamam signalui galima pasinaudoti užtvariniu filtru, kurio dėka nufiltruojamos 50/60Hz ir 100/120Hz dažnių komponentės. Kadangi tinklo įtampos dažnio variacija nemaža, naudojamas neaukštos kokybės filtras. Nors tokiu filtru galima stipriai sumažinti trikdžių poveikį, jo naudojimas taipogi lemia signalo slopinimą, papildomo triukšmo įnešimą ir fazės poslinkį į registruojamą signalą [14].

Visi įėjimo grandinės elementai aprašomi vienu stiprintuvu, kuris atspindi visų stiprintuvų ir filtrų poveikį signalui. Idealiu atveju signalas ir triukšmas yra sustiprinami tiek, kad užpildytų analogas-kodas keitiklio dinaminį diapazoną, bet jo neužsotintų [14].

Siekiant sumažinti triukšmo spektrą taipogi galima panaudoti ir juostinį filtrą. Šio filtro pagalba išfiltruojami dažniai virš analogas-kodas keitiklio Naikvisto ribos bei žemi dažniai, jei matuojamas objektas yra paveikiamas aukštesniu dažniu. Kaip ir užtvarinio filtro atveju, signalas yra šiek tiek slopinamas bei įnešamas fazės poslinkis, dėl to norint turėti greitesnį sistemos atsaką, reikia pasirinkti, ar šis filtras bus naudojamas [14].

Paskutinis komponentas – analogas-kodas (ADC) keitiklis. ADC turi du pagrindinius parametrus – raišką ir maksimalų dažnį. Raiška apibrėžia kiek turėsime diskrečių verčių keitiklio darbiname ruože ir dažniausiai apibrėžiama bitais. Standartiškai keitikliai turi nuo 8 iki 16 bitų raišką, tačiau įmanoma ir ženkliai aukštesnė raiška, dėl ko dažniausiai turėsime mažesnę greitaveiką. Maksimalus arba darbinis dažnis nusako maksimalų veikimo dažnį, arba trumpiausią laiką, per kurį atliekamas vienas matavimas. Sinechroniniams detektoriams nėra būtina labai didelė raiška ir komerciniuose taikymuose galima pamatyti labai aukšto darbinio dažnio 12 bitų keitikius [7]. Tai parodo ir J. Leis su bendraautorais tyrimas, kuriame pateikta paklaidos priklausomybė nuo ADC raiškos (3 pav.) [23].



3 pav. Kvantuoto signalo paklaidos priklausomybė nuo signalo-triukšmo santykio. [23]

1.2.2. Atraminio signalo grandinė

Atraminės grandinės vaidmuo – generuoti atraminio signalo vertes skaitmenine forma, kurios bus paduodamos į antrąjį maišiklio įėjimą. Idealiu atveju skaitmeninė logika turėtų pati generuoti atraminį signalą ir jį perduotų kodas-analogas (DAC) keitikliu. Tokiu atveju nebėra tikslo naudoti atraminio signalo registravimo grandinės ir gaunama tiksliausia galima atraminio signalo fazės vertė. Tačiau tai ne visada yra įmanoma ir šis sprendimas yra limituotas DAC keitiklių greitaveika. Pasirinkus aukštesnį atraminio signalo dažnį, sinchroninis detektorius generuoja atraminį signalą skaitmeninio sintezatoriaus pagalba, taip galima pasiekti tikslias didesnio dažnio vertes.

Kadangi tik vienu atraminio signalo generavimo atveju žinome tikslią atraminio signalo vertę yra būtina papildoma grandinė, kuri geba konvertuoti vidinį ar išorinį signalą į atraminio signalo fazinės vertes. Šitai pasiekama pasinaudojus skaitmenine fazės derinimo kilpa. Ši grandinė geba tiksliai išmatuoti signalo periodą ir sugeneruoti skaitines fazės vertes.

Matuojant objektus, kurių atsakas į valdymo signalą yra netiesinis, naudinga matuoti ir harmonikų vertes. Tam galima panaudoti dažnio daugiklius, kurie padauginę fazines vertes tam, kad maišiklis išfiltruotų tik pasirinktą harmoniką [14].

Siekiant suderinti matavimo grandinę su sinchroniniu stiprintuvu turime fazės poslinkio grandinę. Ji leidžia suderinti sistemą, pvz.: sukurti nulinį fazės poslinkį, tarp matuojamo ir atraminio signalų taip gaunant maksimalią vertę X šakoje [14].

1.2.3. Maišiklis

Priešingai, nei analoginiame sinchroniniame stiprintuve, skaitmeniniame šis komponentas įgyvendinamas labai paprastai. Maišiklyje tiesiogiai sudauginama išmatuoto signalo ir atraminio signalo vertė. Dažniausiai siekiant turėti tikslias vertes ir padidinti greitaveiką atraminio signalo vertės yra imamos iš sugeneruotos verčių lentelės. Dvifaziame (kaip pateikta 2-ame paveikslėlyje) stiprintuve atliekamos dvi sandaugos. X (angl. *In-Phase*) atšakoje matuojamas signalas sudauginamas su tiesiogine atraminio signalo verte, o Y (angl. *Quadrature*) atšakoje su 90° paslinkta atraminio signalo verte. Nors šis komponentas atrodo sąlyginai paprastas, praktikoje yra išnaudojama keletas optimizacijos mechanizmų siekiant sumažinti aritmetinių veiksmų kiekį bei išvengti apvalinimo paklaidų kylančių iš 32 bitų slankaus kabelio kintamųjų verčių [15].

1.2.4. Žemųjų dažnių filtras

Priklausomai nuo greitaveikos poreikio, filtravimas gali vykti keliais etapais po kurių gaunamas signalas gali būti panaudojamas sistemose su grįžtamoju ryšiu. Vienas to pavyzdžių matomas ir 2-ame paveikslėlyje. Pirmoji filtro grandinė, gali būti sudaryta iš žemos eilės baigtinio impulsinio atsako (FIR) skaitmeninio filtro, kuris, nors nepasižymi stačiu filtravimo juostos nukirtimu ir dideliu slopinimu, tačiau įneša mažą fazės poslinkį ir turi labai mažą laikinę konstantą. Tai leidžia greičiau sužinoti matuojamą vertę. Rezultatai po pirmojo etapo gali būti išduodami DAC keitikliais į grįžtamojo ryšio ar tiesiog tolimesnes sistemas, kurioms būtinas mažas vėlinimas. Antrajam etapui užtenka ir antros eilės FIR filtro kuris leidžia gauti ženkliai tikslesnes vertes ir išvengti trikdžių dėl pašalinių periodinių signalų.

1.2.5. Signalų išvedimas

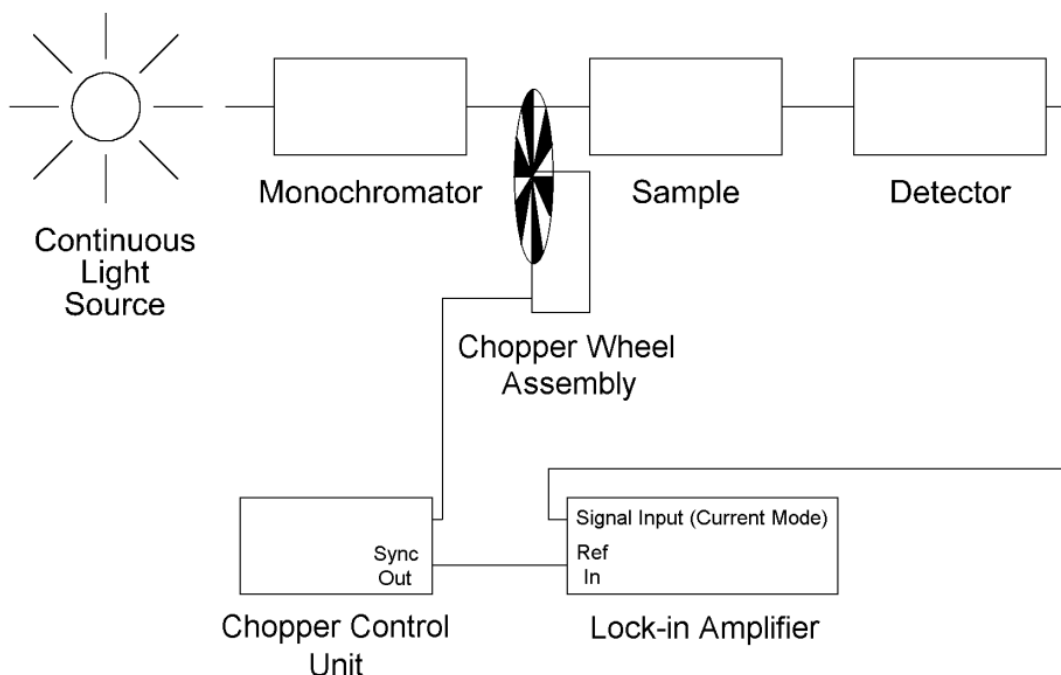
X ir Y signalo vertės dažniausiai nebus labai intuityvios, dėl to skaitmeninės logikos pagalba šias vertes galima konvertuoti į amplitudės ir fazės vertes pagal (7) ir (8) formules. Šios vertės gali būti išvedamos skaitmeniniu arba analoginiu būdu. Analoginiu būdu, kaip matoma iš 2-o paveikslėlio, galima išduoti per greituosius kanalus, kurie nurodo X ir Y vertes po pirmos filtro stadijos arba apdorotas vertes po dviejų filtrų pakopų pagal susitarimą, t.y. kokia įtampos vertė atitiks kokią matuojamo signalo vertę. Skaitmeniniu būdu registruotas vertes galima išvesti per RS232, USB ar kitas skaitmeninės komunikacijos sąsajas arba per 7-į segmentų ar kito tipo vaizduoklį [14].

1.3. Sinchroninio stiprintuvo taikymai optiniuose eksperimentuose

1.3.1. Sugerties spektroskopija

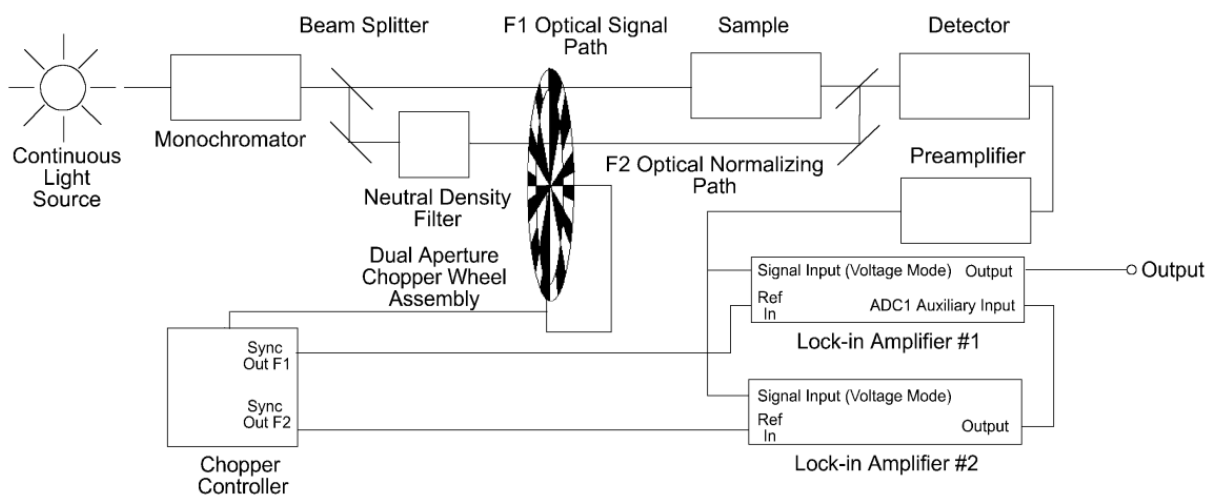
Paprasčiausiu atveju sugerties matavimų schema susideda iš šviesos šaltinio, monochromatoriaus, bandinio ir detektoriaus. Registruojama nuolatinė įtampa atspindėtų praėjusios spinduliuotės kiekį, ko pasekoje galėtume apskaičiuoti medžiagos sugertį tam bangos ilgiui. Tačiau ši metodika susiduria su keletu problemų. Pirmą, elektronikos komponentai turi tendenciją slinkti savo darbo tašką, kas lemia netinkamą matavimo rezultatą. Tam turi įtakos tiek vidinė komponentų realizacija, tiek temperatūra. Antra, nėra galimybės atskirti matuojamo signalo, nuo išorinio signalo poveikio. Trečia, žemoje dažnių srityje elektriniai komponentai susiduria su $1/f$ triukšmu, kuris labiausiai iškraipo signalus žemųjų dažnių srityse.

Šioms problemoms spręsti galime perkelti signalą į kintamos srovės signalų sritį moduliavdami naudojamo šviesos šaltinio intensyvumą, o tuo pačiu – ir registruojamą signalą. Moduliavdami signalą į aukštesnę dažnių sritį išvengiame žemadažnių triukšmų bei pašalinės šviesos poveikio, nes moduluotas signalas yra filtruojamas pagal savo moduliacijos dažnį. Paprasčiausia šitokio eksperimento struktūrinė schema pateikiama paveikslėlyje žemiau. Šviesa praėjusi monochromatorių patenka į mechaninį erdvinį moduliatorių, kurio pagalba sugeneruojamas stačiakampis signalas. Praėjusi šviesa pro bandinį yra paduodama į sinchroninio stiprintuvo įėjimą, o atraminis signalas pateikiamas iš erdvinio moduliatoriaus valdiklio. Šis metodas ne tik suteikia didesnę atsparumą nuo triukšmų, tačiau taipogi yra nesudėtingai kontroliuojamas siekiant registruoti ir labai silpną signalą. Kontroliuojant filtrų laikines charakteristikas galima išgauti ir itin mažus signalus, matavimo laiko kaina.



4 pav. Sugerties spektroskopijos su erdviu moduliatoriumi ir sinchroniniu stiprintuvu principinė schema [16]

Ši metodika gali būti patobulinta, jei šviesos šaltinio stabilumas yra nepakankamas norint pasiekti didelį matavimo tikslumą. Vienas to pavyzdžių – dviejų spindulių spektrometras. Šviesos šaltinis yra išskaidomas į dvi atšakas, kuriose šviesa skirtingais dažniais moduluojama erdviniais/erdviniu moduliatoriumi. Vienoje atšakoje yra apšviečiamas bandinys, o kitoje atšakoje šviesa keliauja per žinomo slopinimo filtrą. Abu spinduliai yra sujungiami ir detektuojami vienu detektoriumi. Registruotas signalas gali būti išskaidomas į du sinchroninius stiprintuvus, arba į vieną, priklausomai nuo prietaiso gebėjimo atlikti demoduliaciją dviem skirtingiems atraminiams dažniams. Matavimo sistemos pavyzdys pateiktas paveikslėlyje žemiau.



5 pav. Sugerties spektroskopijos su erdvinio moduliatoriumi, sinchroniniu stiprintuvu bei spinduliuotės nestabilumo kompensacija principinė schema [16]

1.3.2. Fluorescencijos mikroskopija

Registruojant fluorescencijos signalą aktualus ne tik spinduliuotės intensyvumas, bet ir laikas, kada šis signalas pasiekė detektorį. Žinodami laiką arba šiuo atveju tinkamesnis terminas – fazę, galime apskaičiuoti fluorescencijos gyvavimo trukmę.

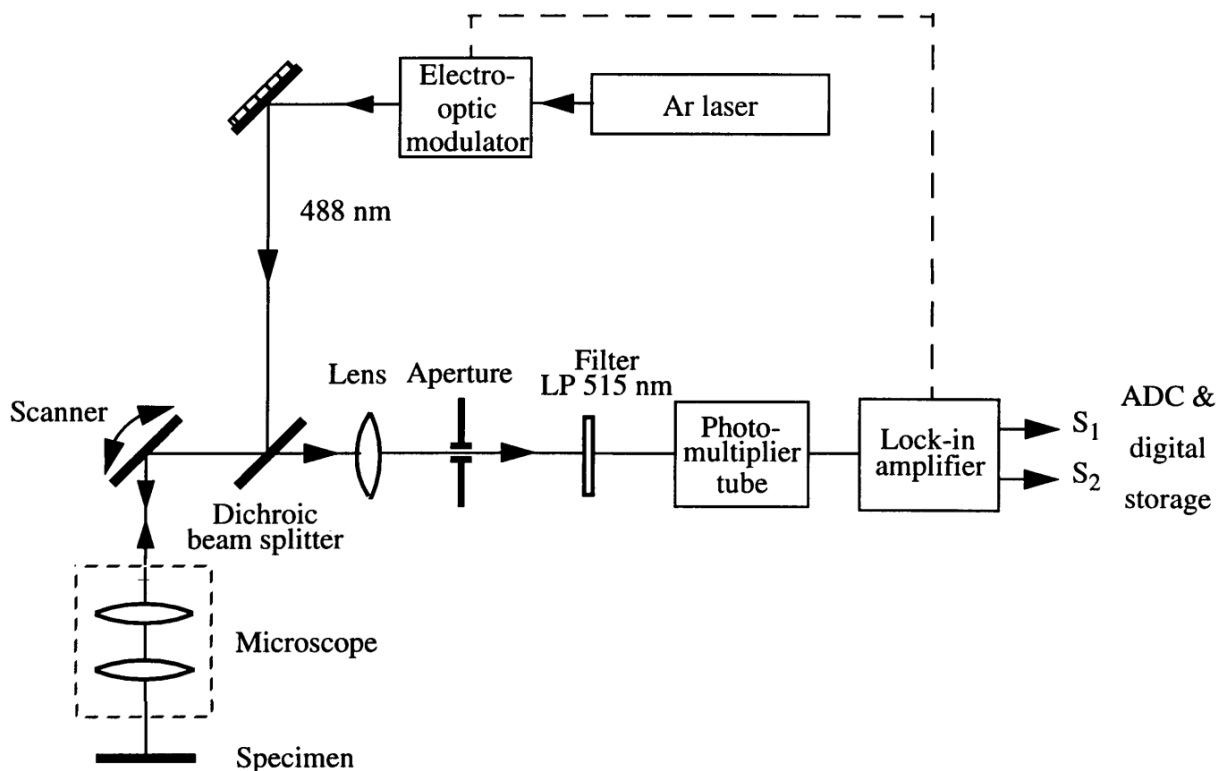
C. Karlsson su bendraautorais pristatė tyrimą, kuriame registravo fluoroforus, kurių fluorescencijos gyvavimo trukmė priklauso nuo pH [17]. Fazės pokyčio priklausomybė nuo moduliacijos dažnio ir fluorescencijos gyvavimo trukmės išreiškiama šia formule:

$$\varphi = \tan^{-1}(\omega\tau), \quad (9)$$

čia ω – moduliacijos dažnis, o τ – fluorescencijos gyvavimo trukmė. Fazės pokytis išmatuojamas pasinaudojant sinchroninio detektoriaus dvejomis fazinėmis atšakomis. Šis parametras apskaičiuojamas registruojant abiejų šakų intensyvumo santykį. Priklausomybė pateikta šioje formulėje:

$$R = \frac{S_1}{S_2} = \frac{\cos(\alpha_1 + \varphi)}{\cos(\alpha_2 + \varphi)}, \quad (10)$$

čia S_1 ir S_2 – registruoto signalo vertės abiejose šakose, α_1 ir α_2 – faziniai postūmiai. Standartiškai sinchroniniame detektoriuje $\alpha_2 - \alpha_1 = 90^\circ$, tačiau šiame eksperimente pasirinkta šiuos parametrus kontroliuoti siekiant išgauti optimalų R santykį. Eksperimento principinė schema pateikiama paveikslėlyje žemiau.

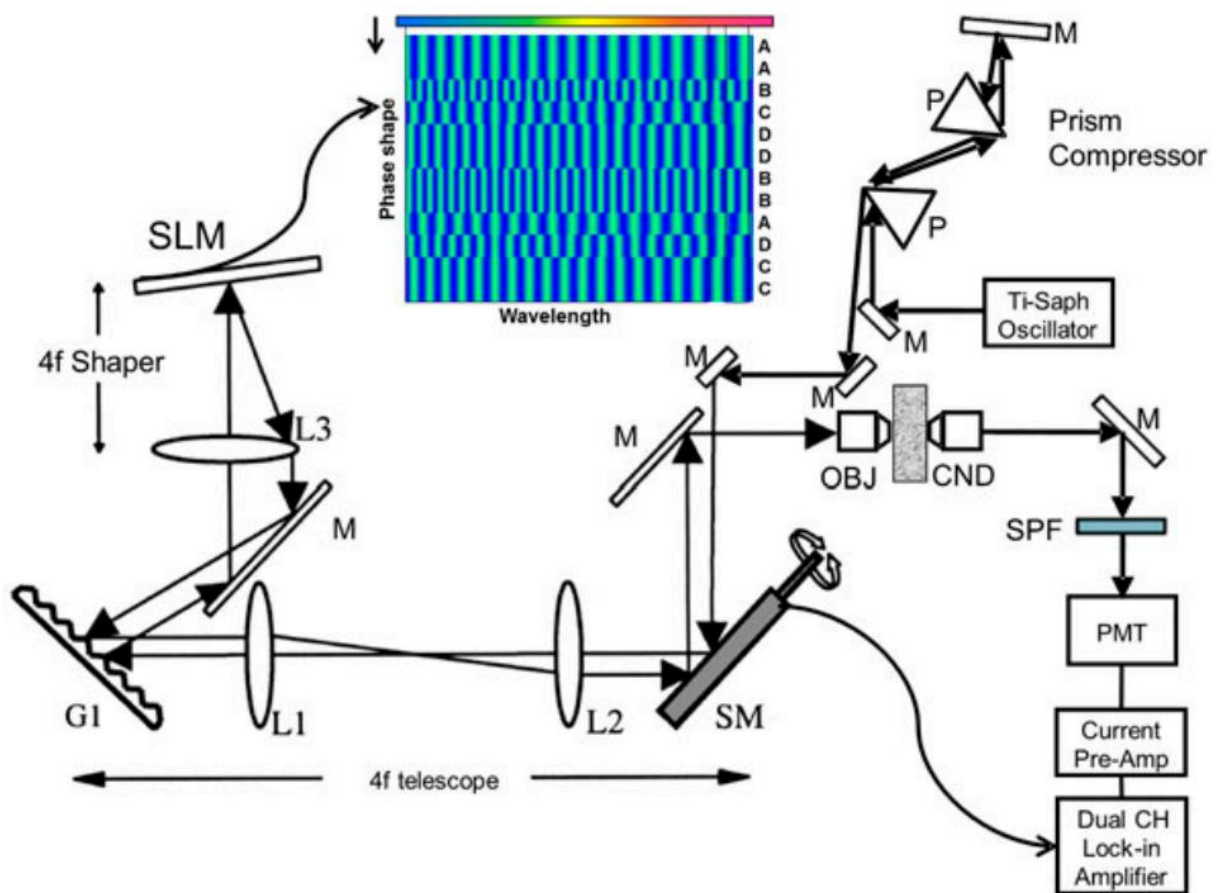


6 pav. Fluorescencijos spektroskopijos eksperimento schema. Eksperimente naudojamas Argono jonų lazeris (488 nm), elektrooptinis modulatorius moduliuojamas 23MHz dažniu, fluorescencija registruojama fotodaugintuvu iš kurio signalas paduodamas į sinchroninį detektorių. [17]

1.3.3. Ramano sklaidos spektroskopija

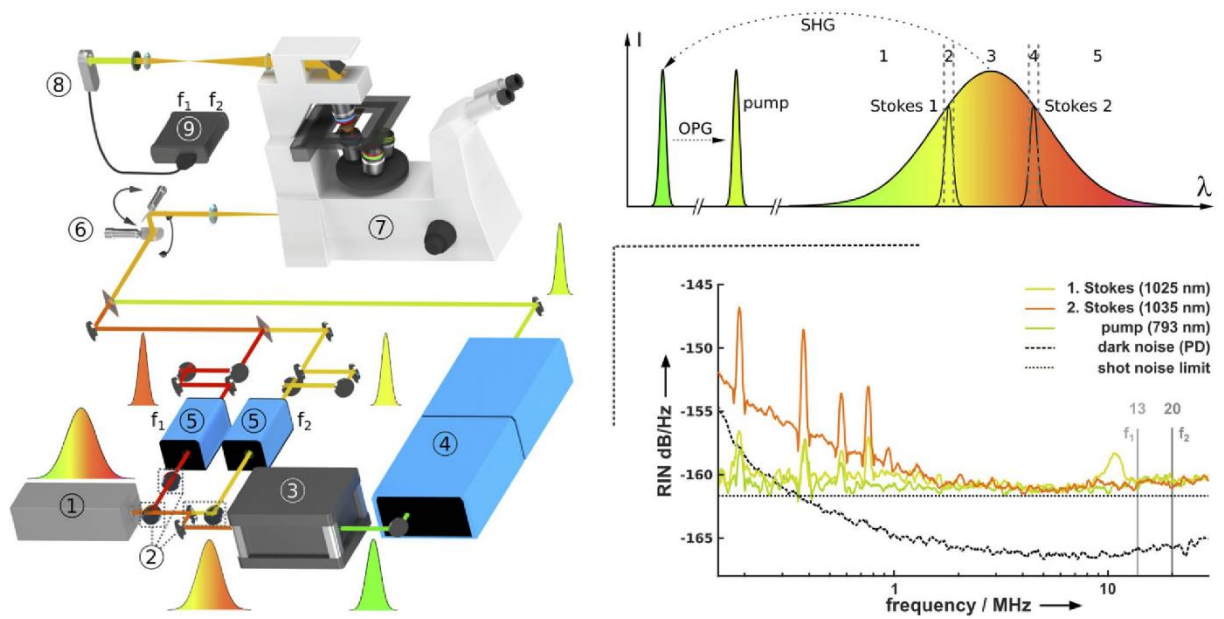
Ramano sklaidos spektroskopija, tai spektroskopijos metodas, kuriuo siekiama nustatyti molekulės virpesinius lygmenims. Ji yra paremta Ramano sklaidos reiškiniu - neelastine šviesos sklaida molekulių virpesiuose. Nors šiomis dienomis yra daugiau nei 25 ramano spektroskopijos tipai, apsibrėšiu ties dviem pavyzdžiais – koherentinė antistoksinė Ramano sklaida (CARS) ir priverstinė Ramano sklaida (SRS).

Dažniu moduluota multipleksuota CARS mikroskopija buvo pristatyta J. Levitt su bendraautorais [20]. Titano-safyro lazerio generuota spinduliuotė nukreipiama į $4f$ teleskopą iš kurio šviesa, atsispindėjusi nuo difrakcinės gardelės yra nukreipiama į erdvinį šviesos moduliatorių. Moduluota šviesa grįžusi per mikroskopą skenuojančio veidrodžio pagalba nukreipiama į bandinį, išfiltruojama ir detektuojama fotodaugintuvu. Signalas sustiprinamas ir paduodamas į dviejų kanalų sinchroninį detektorių, kuris yra sinchronizuotas su skenavimo sistema. Schema pateikiama paveikslėlyje žemiau.



7 pav. Dažniu moduluotos multipleksuotos CARS mikroskopijos sistemos struktūrinė diagrama. [20]

Esant didelei spinduliuotės galiai susidaro sąlygos priverstinei Ramano sklaidai. Tai koherentinis vyksmas, kuomet priverstinė sklaida prasideda kažkuriai virpesinei modai, kaupinimo energija sumažėja ir kitose modose priverstinė sklaida nebevyksta. Inovatyvią dviejų vibracinių dažnių SRS mikroskopijos sistemą pateikė S. Heuke su bendraautoriais [21]. Yb:KGW lazerio sugeneruota spinduliuotė išskaidoma į keletą dalių naudojantis labai stačiais filtrais. Dvi iš jų nukreipiamos link elektrooptinių moduliatorių, o trečioji, sugeneravus jos antrąją harmoniką, panaudojama optiniame parametriniame osciliatoriuje generuojant norimo bangos ilgio spinduliuotę. Ši kaupinimo spinduliuotė, kartu su dviem skirtingais dažniais moduluotomis stokso bangos ilgių spinduliuotėmis nukreipiama į mikroskopą. Praėjusios stokso komponentės yra registruojamos fotodiodu, kurio elektrinis signalas nukreipiamas į dviejų kanalų synchroninį detektorių. Atraminiai signalai pateikiami iš to pačio šaltinio, kuris valdo elektrooptinius moduliatorius. Sistemos struktūrinė diagrama pateikiama paveikslėlyje žemiau.



8 pav. Dviejų vibracinių dažnių SRS mikroskopijos sistema kairėje. Eksperimente naudojami bangos ilgiai dešinėje viršuje. Santykinio intensyvumo triukšmo priklausomybė nuo moduliacijos dažnio dešinėje apačioje. [21]

Šioje sistemoje dominuoja Puasono triukšmas, ko pasėkoje įmanoma registruoti labai silpnus signalus turint pakankamai aukštą signalo-triukšmo santykį. Tai buvo pasiekta moduluojant signalus aukštais 13MHz ir 20MHz dažniais. Taipogi pasiektas mikrosekundžių eilės pikselio registravimo laikas, parodantis labai didelę sistemos greitaveiką.

1.3.4. Lazerinės sistemos santykinio intensyvumo triukšmo matavimas

Santykinio intensyvumo triukšmas (RIN) – parametras, nurodantis sistemos galios/intensyvumo variaciją lyginant su pasirinkto parametro vidurkiu. Dažnai šis parametras išreiškiamas per spektrinę galios vidurkį ir yra lygus:

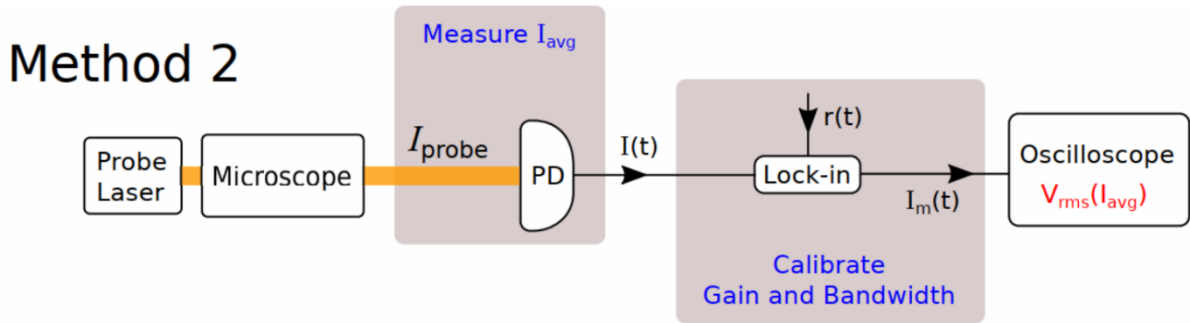
$$RIN(f, A_{avg}) \equiv \frac{S_A^+(f)}{A_{avg}^2}, \quad (9)$$

Čia, $S_A^+(f)$ – teigiamų dažnių spektrinis galios vidurkis, A – matuojamas/analizuojamas parametras (pvz.: fotodiodo srovė).

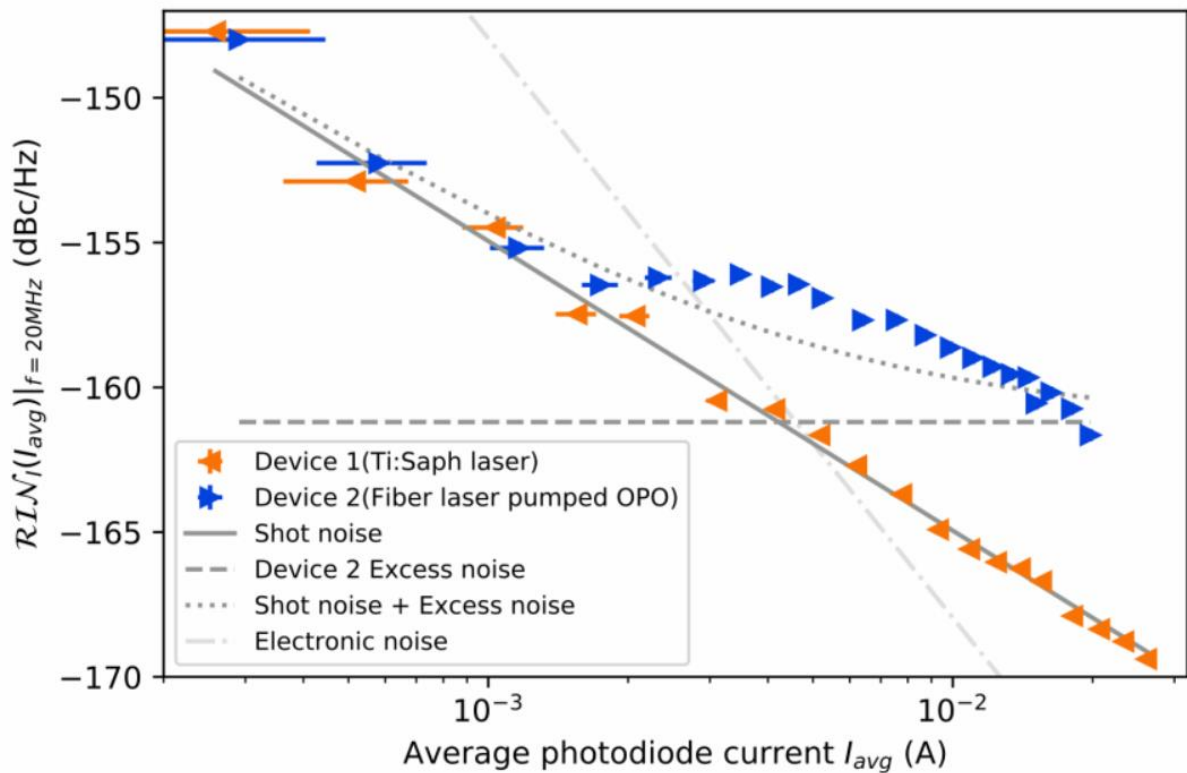
Santykinio intensyvumo triukšmas išreiškiamas 1/Hz vienetais, ir kaip matoma iš formulės, priklauso nuo dažnio.

Šis parametras populiariai naudojamas apibrėžti lazerinės sistemos triukšmą ir gali būti puikus indikatorius renkantis sistemos parametrus priverstinės Ramano sklaidos spektroskopijoje. X. Audier su bendraautoriais pateikė metodiką, kaip išmatuoti lazerinės optinių matavimų sistemos, veikiančios arti Puasono triukšmo ribos, santykinio intensyvumo triukšmą [22]. Paveikslėlyje žemiau, matoma principinė priverstinės Ramano sklaidos spektroskopijos sistema, kurioje sinchroninis detektorius yra

panaudojamas registruojant įtampas, kuri tiesiogiai proporcinga fotodiodo srovei, variaciją. Autoriai pabrėžia, kad būtina tiksliai charakterizuoti tiek sinchroninio detektoriaus stiprinimą, tiek ir spektro plotį, siekiant tinkamai išmatuoti ir palyginti duomenis su apsibrėžtu sistemos modeliu.



9 pav. Santykinio intensyvumo triukšmo matavimo schema panaudojant jau egzistuojančią SRS sistemą. [22]



10 pav. Fotodiodo santykinio intensyvumo triukšmo priklausomybė nuo srovės. Grafike pateikiami titano-safyro ir šviesolaidinio lazerio kaupinamu optinio parametrinio osciliatoriaus paremtos SRS sistemos. [22]

Autoriai išmatavo dviejų skirtingų SRS sistemų santykinio intensyvumo priklausomybę nuo fotodiodo srovės bei straipsnyje pateikė RIN priklausomybę nuo dažnio. Ši informacija leidžia optimaliai pasirinkti sinchroninės detekcijos moduliacijos dažnį siekiant padidinti signalo-triukšmo santykį.

2. Sinchroninės detekcijos sistemos skaitmeninis modeliavimas

Sinchroninės detekcijos sistemą galime išskaidyti į pagrindines dalis:

- Įėjimo grandinė ir analogas-kodas keitiklis
- Atraminio signalo grandinė
- Maišiklis
- Žemųjų dažnių filtras

Kadangi tiek atraminio signalo grandinė, tiek maišiklis yra sąlyginai paprasti komponentai, ypač skaitmeninėje erdvėje, aktualios tampa tik įėjimo grandinės, analogas-kodas keitiklio ir žemųjų dažnių filtro simuliacijos. Įėjimo grandinę paprasčiausiu atveju galime apibrėžti kaip suminį matuojamo signalo ir triukšmo signalą, jis bus naudojamas, kaip parametras, kuris nulems simuliuojamų komponentų ribojimus.

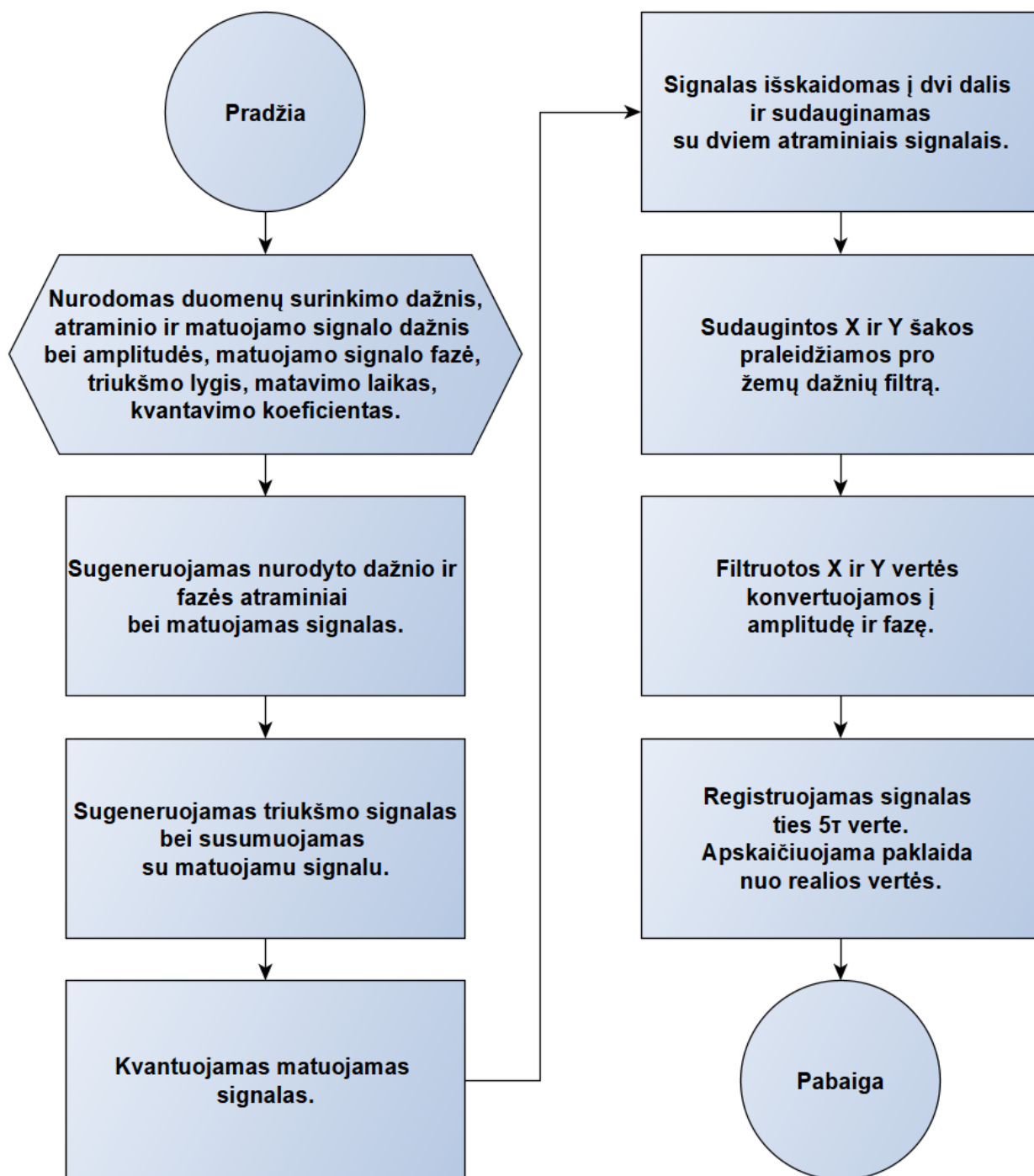
Analogas-kodas keitiklio poveikis bus apibrėžiamas per jo raišką, t.y. bus keičiamas registruojamo signalo bitų kiekis ir registruojamas maksimalus signalo-triukšmo santykis, ties kuriuo nebegalima tinkamai registruoti matuojamo signalo. Registruoto signalo vertė bus matuojama ties 5τ verte, čia τ – žemo dažnio filtro laikinė konstanta.

Žemųjų dažnių filtras bus simuliuojamas keičiant jo eilę bei keičiant jo laikinę konstantą. Kadangi nusistovėjimo trukmė ilgėja, didėjant filtro eilei, matavimai bus atliekami adaptuojantis prie 99% nusistovėjimo laikinės vertės. Laikiniai parametrai pateikiami lentelėje žemiau.

1 lentelė. Žemo dažnio filtro juostos pločio ir nusistovėjimo laikų priklausomybė nuo filtro eilės [7].

Filtro eilė	Nusistovėjimo laikas	Slopinimas		Filtro juosta $1/\tau$ vienetais			Nusistovėjimo trukmė τ vienetais			
n	τ	dB/oct	dB/dec	f_{-3dB}	f_{NEP}	f_{NEP}/f_{-3dB}	63.2%	90%	99%	99.9%
1	1	6	20	0.159	0.250	1.57	1.00	2.30	4.61	6.91
2	1	12	40	0.102	0.125	1.23	2.15	3.89	6.64	9.23
3	1	18	60	0.081	0.094	1.16	3.26	5.32	8.41	11.23
4	1	24	80	0.069	0.078	1.13	4.35	6.68	10.05	13.06
5	1	30	100	0.061	0.069	1.12	5.43	7.99	11.60	14.79
6	1	36	120	0.056	0.062	1.11	6.51	9.27	13.11	16.45
7	1	42	140	0.051	0.057	1.11	7.58	10.53	14.57	18.06
8	1	48	160	0.048	0.053	1.10	8.64	11.77	16.00	19.62

Modeliavimo algoritmas parodytas 11 pav.



11 pav. Synchroninio stiprintuvo simuliacijos veiksmų seka.

2.1. Sinchroninio stiprintuvo detekcijos paklaidos priklausomybė nuo analogas-kodas keitiklio raiškos

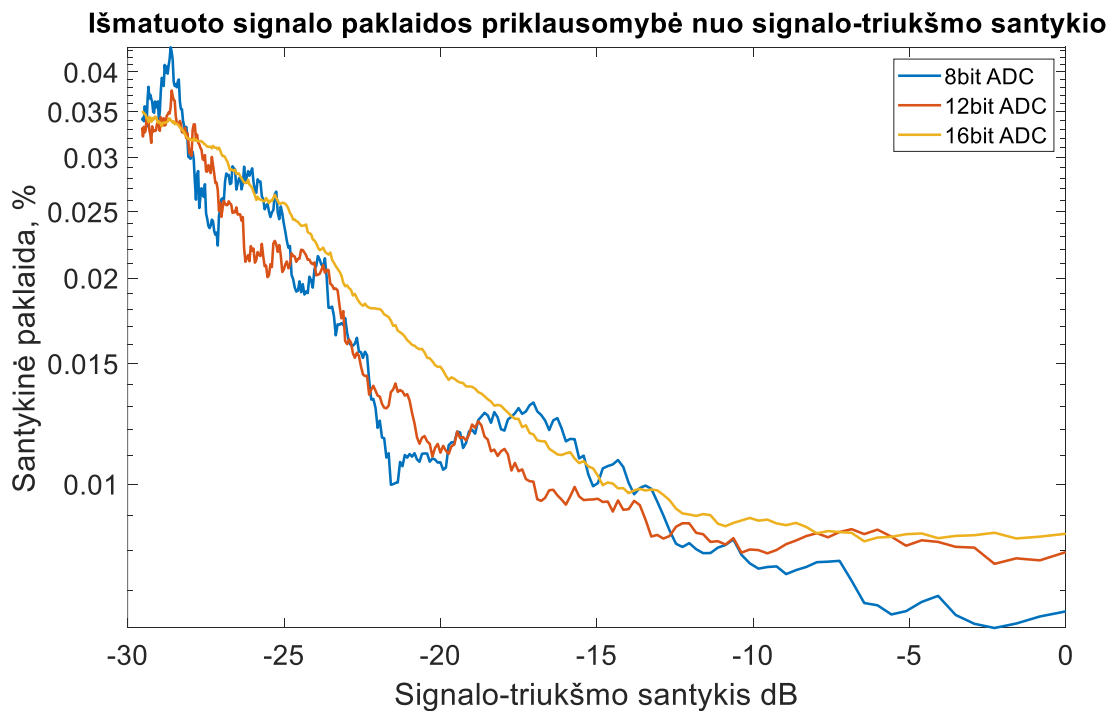
Šia simuliacija siekiama surasti optimalų bitų kiekį, kurio užtektų tinkamai registruoti signalą triukšmingoje aplinkoje.

Simuliacijos parametrai:

- Duomenų registravimo dažnis – 80MHz
- Atraminio ir matuojamo signalo dažniai – 100kHz
- Atraminio signalo amplitudė – 0.001 s.v.
- Atraminio signalo fazė – 45°
- Filtro laikinė konstanta – 5ms

Simuliacijai pasirinkta ADC raiška nuo 8 iki 16 bitų, signalo-triukšmo santykis nuo 0 iki -29.5dB (triukšmo įtampa varijuoja nuo 1 iki 30 kartų signalo amplitudės).

Rezultatai pateikiami paveikslėlyje žemiau.



12 pav. Išmatuoto signalo paklaidos priklausomybė nuo signalo-triukšmo santykio. Atvaizduojamos trys kreivės, kurios atitinka priklausomybę, kai ADC keitiklio raiška yra 8, 12 ir 16 bitų.

Iš simuliacijos rezultatų galima suprasti, kad matavimo paklaida beveik nepriklauso nuo analogas-kodas keitiklio raiškos. Rezultatai kistų, jei būtų naudojami keitikliai su dar mažesne raiška, tačiau praktiniu požiūriu, tai tampa neaktualu, nes retai industrijoje randama keitiklių su mažesne nei 8 bitų raiška.

2.2. Signalo-triukšmo santykio priklausomybė nuo žemųjų dažnių filtro eilės ir laikinės konstantos

Sinchroniniame stiprintuve žemųjų dažnių filtras skirtas panaikinti ne tik dvigubo dažnio dedamąją, bet ir triukšmų poveikį per visą spektrą. Žemųjų dažnių filtrai dažniausia būna mažų eilių, nuo 1 iki 8, nes kiekviena papildoma filtro eilė, nors ir sumažina pralaidumo juostą, tačiau padidina signalo nusistovėjimo trukmę.

Šioje simuliacijoje suprojektuotas paprastas pirmos eilės filtras, kurio matematinė išraiška matoma funkcijoje žemiau.

$$y[n] = y[n-1] + k(x[n-1] - y[n-1]), \quad (12)$$

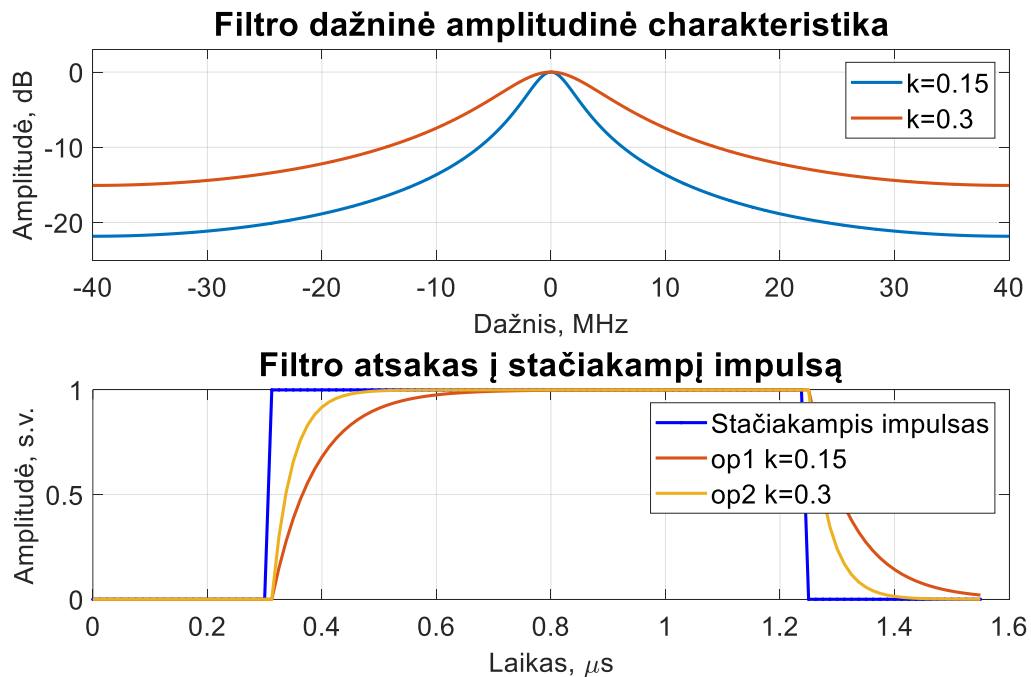
Čia $x[n]$ – išmatuotas signalas, $y[n]$ – išfiltruotas signalas, o $k = \frac{1}{\tau} dt$, τ – laikinė konstanta.

Tokio filtro perdavimo funkcija:

$$H(z) = \frac{kz^{-1}}{1 - (1-k)z^{-1}} \quad (13)$$

Iš šitų išraiškų matoma, kad didėjant laikinei konstantai mažėja k vertė ir siaurėja pralaidumo juosta.

Tai parodoma ir paveikslėlyje žemiau.

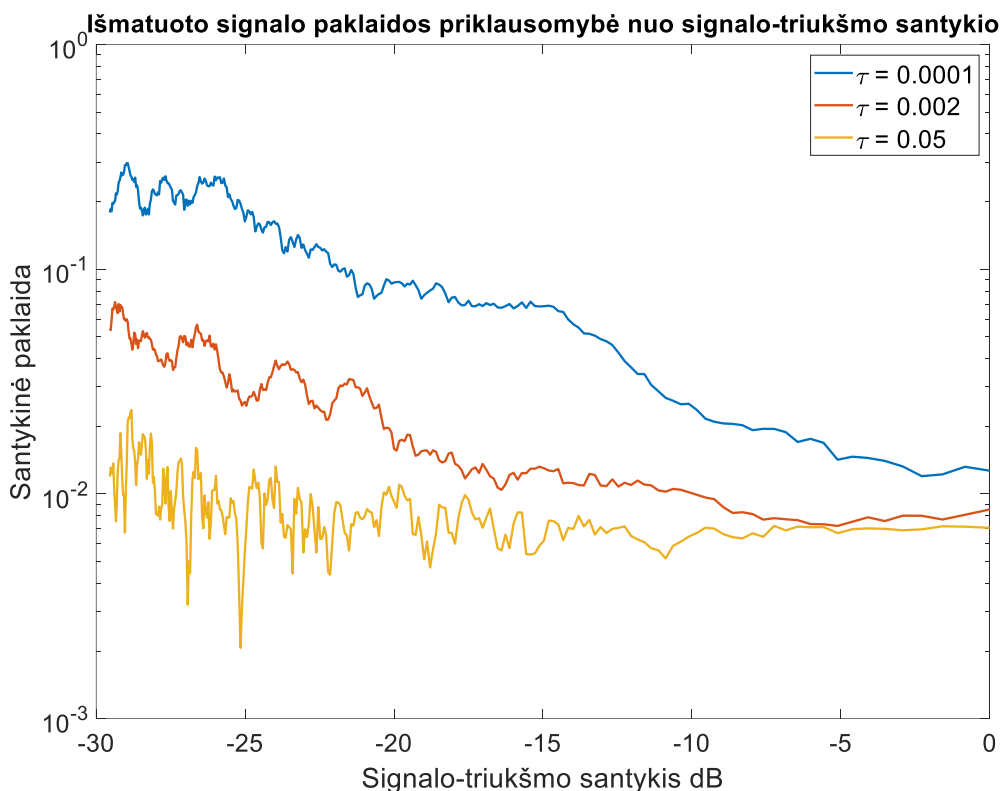


13 pav. Žemo dažnio filtro pralaidumo juostos bei stačiakampio impulso atsako priklausomybė nuo laikinės konstantos.

Atlikta pirmos eilės filtro simuliacija, kai keičiama filtro laikinė konstanta ir matuojama per platų signalo-triukšmo santykių ruožą. Simuliacijos metu matuojama iki 5τ laiko ir galutinis signalas yra pateikiamas, kaip paskutinių šimto verčių vidutinė kvadratinė vertė.

Simuliacijai pasirinktos laikinės konstantos nuo 0.0001s iki 0.05s, signalo-triukšmo santykis nuo 0 iki -29.5dB (triukšmo įtampa varijuoja nuo 1 iki 30 kartų signalo amplitudės).

Rezultatai pateikiami paveikslėlyje žemiau.

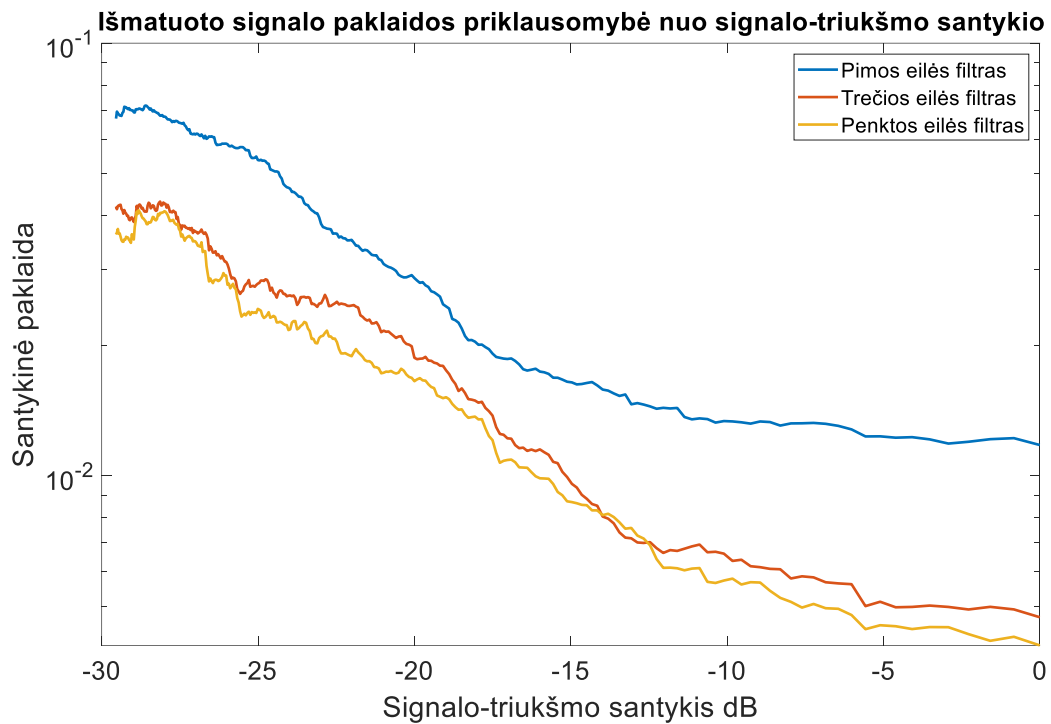


14 pav. Išmatuoto signalo paklaidos priklausomybė nuo signalo-triukšmo santykio. Atvaizduojamos trys kreivės, kurios reprezentuoja žemo dažnio filtro laikines konstantas – 0.0001s, 0.002s, 0.05s.

Iš rezultatų matoma, kad didinant laikinę konstantą gauname tikslesnius matavimus, tačiau esant didesniai triukšmui visada turėsime nuokrypių nuo realios vertės.

Antroji žemo dažnio filtro simuliacija, keičiama filtro eilė ir matuojama per platų signalo-triukšmo santykio ruožą. Esant skirtingoms filtrų eilėms turime skirtingą nusistovėjimo laikotarpį, tad verčių registravimui pasirinkta 5 eilės filtro 99% nusistovėjimo laikinė vertė ir galutinis signalas yra pateikiamas, kaip paskutinių šimto verčių vidutinė kvadratinė vertė.

Rezultatai pateikiami paveikslėlyje žemiau.

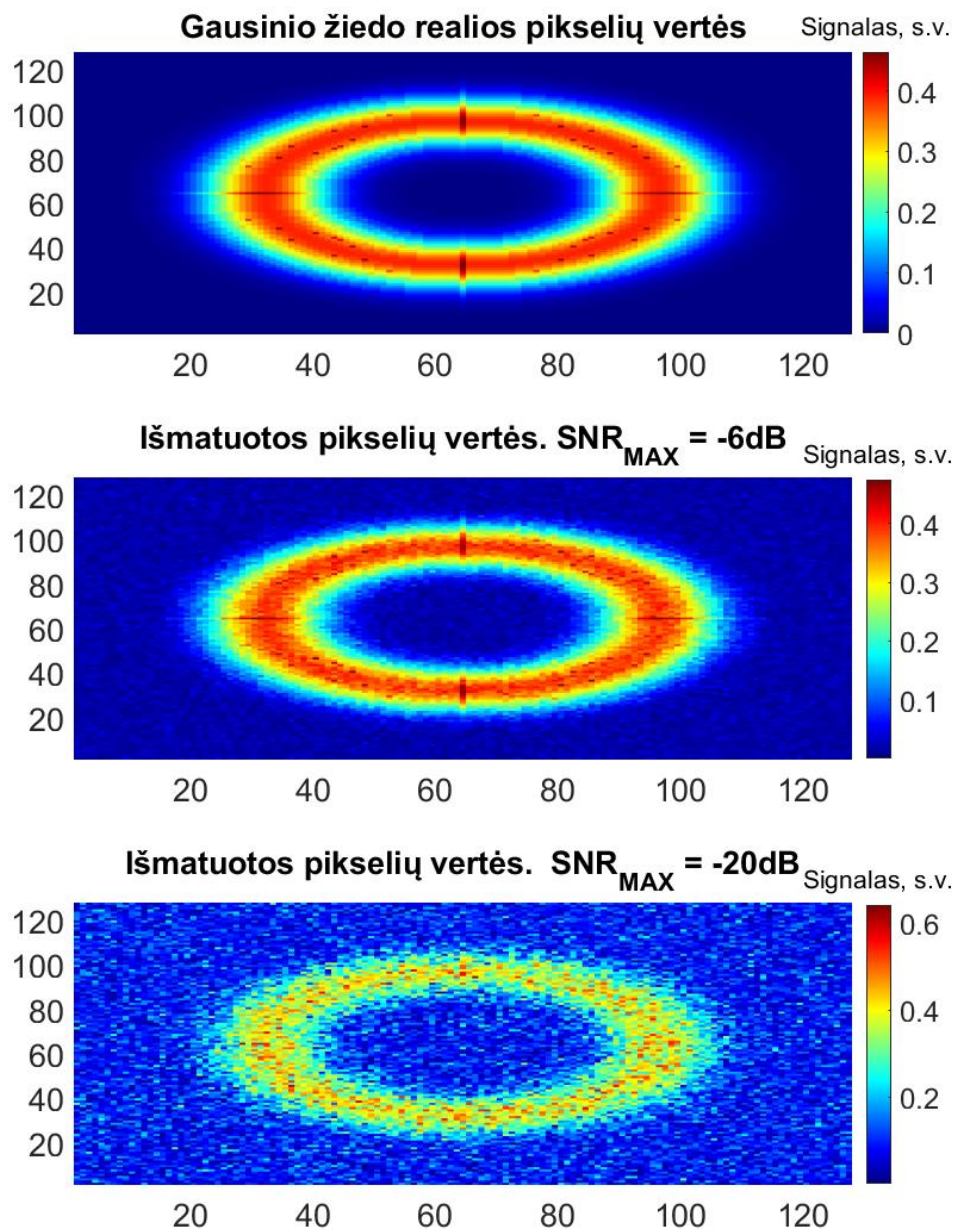


15 pav. Išmatuoto signalo paklaidos priklausomybė nuo signalo-triukšmo santykio. Atvaizduojamos trys kreivės, kurios reprezentuoja žemo dažnio filtro eilę – 1-a, 3-a ir 5-a.

Iš rezultatų matoma, kad padidinus filtro eilę tik nežymiai pagerėja signalo-triukšmo santykis. Tačiau verta paminėti, kad šios dvi žemųjų dažnių filtrų kreivės gali būti kombinuojamos priklausomai nuo išsikeltų reikalavimų, siekiant optimizuoti greitaveiką, gauti patikimą rezultatą ir sumažinti kompiuterinių skaičiavimų kiekį.

2.3. Sinchroninio stiprintuvo mikroskopinio taikymo pavyzdys

Paskutiniam testui pasirinktas paprastas vaizdinimo scenarijus. Sugeneruotas 128x128 pikselių gausinis žiedas, kurio pikselių duomenys paduodami į sinchroninį stiprintuvą. Jame naudojamo pirmos eilės žemo dažnio filtro laikinė konstanta $\tau = 0.00005s = 50\mu s$. Atvaizduojami du skirtingi signalo-triukšmo santykio scenarijai. Pirmu atveju $SNR_{MAX} = -6dB$, o antruoju atveju $SNR_{MAX} = -20dB$. Rezultatai pateikiami paveikslėlyje žemiau.



16 pav. Realios ir išmatuotų gausinių žiedų pikselių vertės.

Iš rezultatų matome, kad esant $-6dB$ signalo-triukšmo santykiui, paveikslėlis yra lengvai atpažįstamas, ir pasirinkto filtro eilė bei laikinė konstanta yra pakankama gauti patenkinamą rezultatą. Antruoju, $SNR_{MAX} = -20dB$, atveju matoma, kad visas registravimo laukas yra pasidengęs triukšmingais duomenimis. Registruojamas vaizdas atpažįstamas tik tuomet, jei žinoma, kas yra registruojama. Su pasirinktina žemo dažnio filtro eile bei laikine konstanta matavimą galima atlikti per mažiau nei 4s, čia vieno pikselio nuskaitymo laikas - $218\mu s$. Esant geresniam signalo-triukšmo santykiui tiek laikinė konstanta, tiek filtro eilė gali būti adaptuota gauti ženkliai greitesnę matavimo eigą.

3. Sinchroninės detekcijos sistemos realizavimas programuojamų loginių elementų masyvų integriniame grandyne

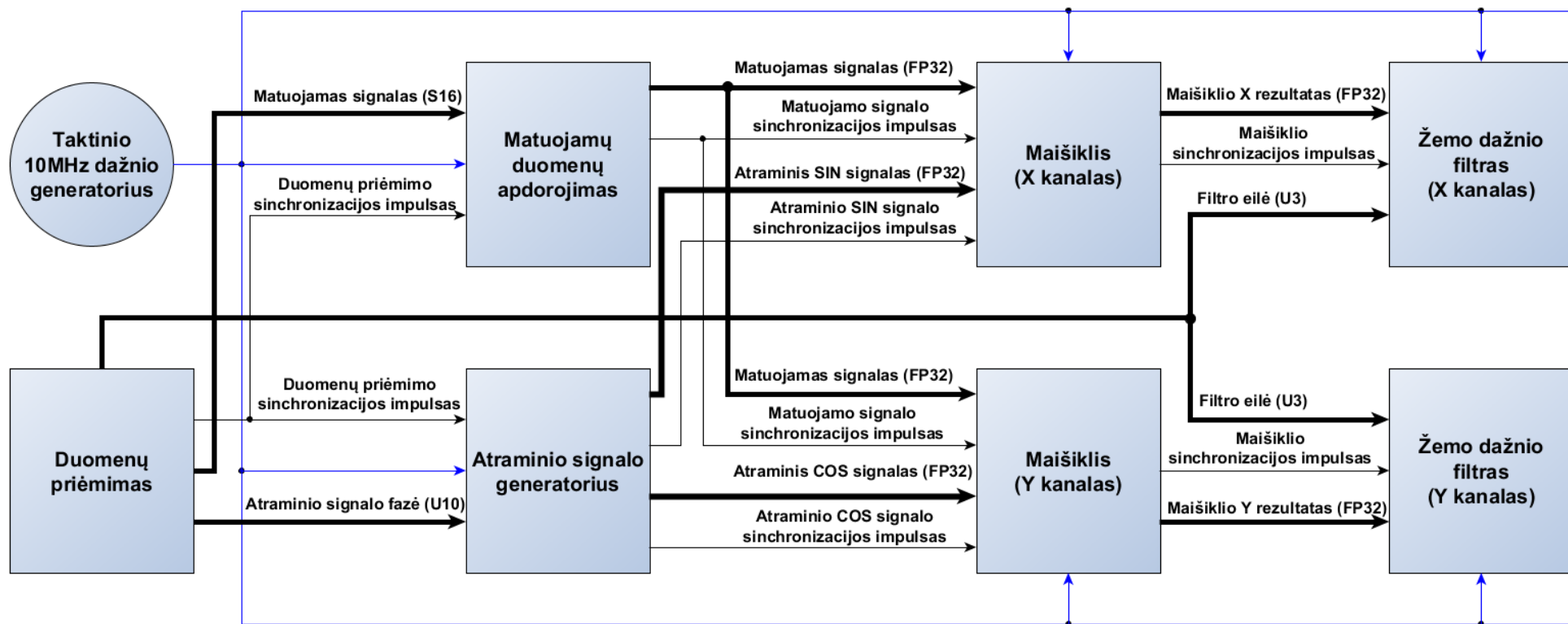
Realizuojant sinchroninį detektorių jo funkcines dalis taipogi galima išskaidyti į atskiras funkcines grandines, kurios atlieka savo užduotį ir perduoda informaciją tolimesnėms grandinėms. Šios funkcinės grandinės, panašiai, kaip ir simuliacijos metu, yra:

- Duomenų priėmimas
- Matuojamų duomenų apdorojimas
- Atraminio signalo generatorius
- Maišikliai (du kanalai)
- Žemo dažnio filtrai (du kanalai)
- Duomenų išvedimas

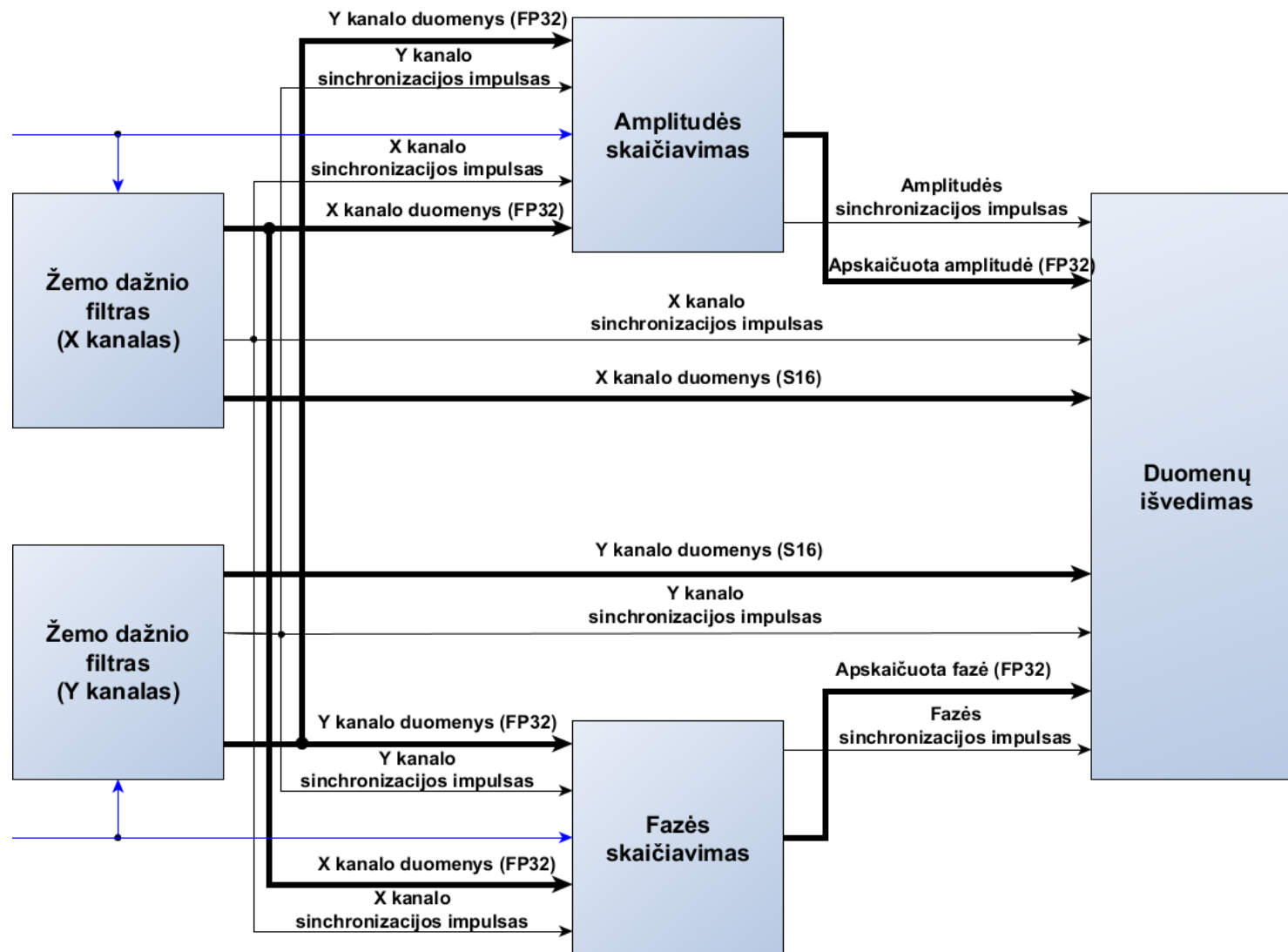
Esant pakankamai skaičiavimo išteklių, papildomai galima įgyvendinti ir šias funkcines grandines:

- Amplitudės skaičiavimas
- Fazės skaičiavimas

Duomenų bei funkcinių grandinių sąsajos pateikiamos paveikslėliuose žemiau:



17 pav. Duomenų bei funkcinių grandinių sąsajos programuojamų loginių elementų masyvų integriniame grandyne (1/2)



18 pav. Duomenų bei funkcinių grandinių sąsajos programuojamų loginių elementų masyvų integriniame grandyne (2/2)

3.1. Duomenų priėmimas ir apdorojimas

Sinchroninės detekcijos sistema priima keturis signalus:

- Matuojamas signalas (16 bitų sveikas kintamasis)
- Atraminio signalo fazė (10 bitų teigiamas kintamasis)
- Duomenų priėmimo sinchronizacijos impulsas (1 bito signalas)
- Taktinio dažnio generatoriaus kylančio fronto detektorius

Duomenų priėmimo sinchronizacijos impulsas nurodo, kad galima nuskaityti matuojamą ir atraminį signalus ir juos apdoroti. Signalai apdorojami tik registruojant kylančią taktinio dažnio generatoriaus frontą. Registravus žemą duomenų priėmimo sinchronizacijos impulso lygį duomenys nebeapdorojami ir atnaujintos informacijos sinchronizacijos impulsai atitinkamai irgi yra nustatomi į žemą lygį.

Matuojamas signalas apdorojamas pagal iš anksto nustatytą konstantą į slankiojo kablelio 32 bitų kintamąjį (FP32).

Atraminio signalo fazės kintamasis nurodo fazės vertę, pagal kurią pasirenkama sinusoidės ir atitinkamai kosinusoidės vertės, kurios išduodamos kaip FP32 kintamieji.

Apdorojus šiuos signalus kiekvienas modulis išduoda savo sinchronizacijos impulsą nurodydamas tolimesniems moduliams apie atnaujintą informaciją.

3.2. Duomenų maišymas ir filtravimas

Į maišytuvus perduodami penki signalai:

- Išmatuoto signalo vertė (FP32)
- Išmatuoto signalo sinchronizacijos impulsas
- Atraminio signalo vertė (FP32)
- Atraminio signalo sinchronizacijos impulsas
- Taktinio dažnio generatoriaus kylančio fronto detektorius

Maišymo procesas atliekamas tik registravus aukštą lygį iš abiejų įėjimo sinchronizacijos impulsų.

Sandaugos veiksmas realizuojamas pasinaudojant IEEE 754 standarto pateikta programavimo funkcijų biblioteka [24].

Iš maišytuvų į filtrus paduodami 2 signalai bei iš duomenų priėmimo dalies perduodamas filtro eilės pasirinkimo signalas bei registruojamos taktinio dažnio generatoriaus vertės:

- Maišymo rezultatas (FP32)
- Maišytuvo sinchronizacijos impulsas
- Filtro eilės vertė (3 bitų teigiamas kintamasis)
- Taktinio dažnio generatoriaus kylančio fronto detektorius

Filtro eilės vertė, kaip pavadinimas sufleruoja, nurodo kurios eilės žemo dažnio filtras bus naudojamas filtruojant registruotus signalus. Pasikeitus filtro eilei užlaikytos vertės yra anuliuojamos.

Šioje implementacijoje filtro laikinė konstanta yra nurodoma iš anksto, tačiau šis parametras taipogi yra nesudėtingai kontroliuojamas.

Filtruotas signalas išduodamas dviem skirtingomis vertėmis: kaip FP32 kintamasis tolimesnėms loginėms grandinėms ir kaip 16 bitų sveikas skaičius, kuris gaunamas konvertuojant FP32 vertę pagal iš anksto nustatytą konstantą.

Atitinkamai, kaip ir ankstesnėse grandinėse, užbaigtą signalo apdorojimą indikuojame išeinančiu sinchronizacijos impulso signalu.

3.3. Amplitudės ir fazės skaičiavimas

Tiek amplitudės, tiek fazės detektorius priima tuos pačius penkis signalus:

- Išfiltruota X kanalo vertė (FP32)
- X kanalo sinchronizacijos impulsas
- Išfiltruota Y kanalo vertė (FP32)
- Y kanalo sinchronizacijos impulsas
- Taktinio dažnio generatoriaus krentančio fronto detektorius

Kaip jau minėta anksčiau, registruojamo signalo amplitudė apskaičiuojama traukiant šaknį iš X ir Y kanalo verčių kvadratų sumos. Dėl proceso sudėtingumo amplitudės skaičiavimas yra mažiau optimalus tiek greitaveikos, tiek ir programuojamos logikos resursų atžvilgiu.

Fazė apskaičiuojama registruojant $\frac{y}{x}$ arktangento vertę. Arktangento funkcija šiuo atveju yra įgyvendinama, kaip trečios eilės polinomas:

$$\arctan(z) = \frac{\pi}{4} z - z(|z| - 1)(0.2447 + 0.0663|z|), \quad (14)$$

Čia $z = \frac{y}{x}$.

Anot autorių ši aproksimacija galioja, kai $-1 \leq z \leq 1$ ir prasčiausiu atveju registruojama 0.0015 rad absoliutinė paklaida [25]. Kadangi aproksimacija galioja tik tada, kai $|y| \leq |x|$, z vertė yra apskaičiuojama, kaip:

$$z = \frac{\min(|x|, |y|)}{\max(|x|, |y|)}, \quad (15)$$

Šios funkcijos pagalba gauname tinkamą z vertę aproksimacijai, po kurios belieka tik apibrėžti, kuriame faziniame ketvirtyje yra registruojama signalo fazė. Šitai gaunama pasinaudojus keliomis pagalbinėmis funkcijomis, kurios vykdomos paeiliui viena po kitos:

$$\varphi_1 = \begin{cases} \arctan(z), & \text{kai } |x| \geq |y| \\ \frac{\pi}{2} - \arctan(z), & \text{kai } |y| > |x| \end{cases} \quad (16)$$

$$\varphi_2 = \begin{cases} \varphi_1, & \text{kai } x \geq 0 \\ \pi - \varphi_1, & \text{kai } x < 0 \end{cases} \quad (17)$$

$$\varphi_3 = \begin{cases} \varphi_2, & \text{kai } y \geq 0 \\ -\varphi_2, & \text{kai } y < 0 \end{cases} \quad (18)$$

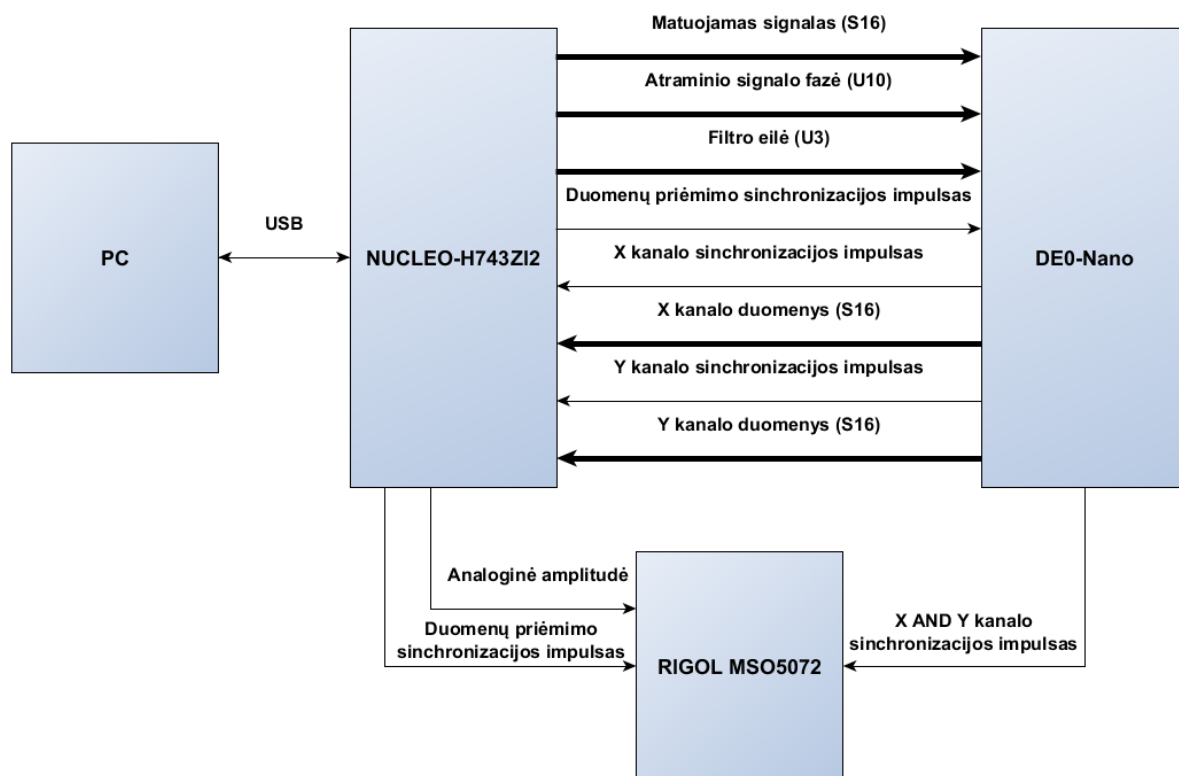
Taip pat, kaip ir amplitudės skaičiavimo atveju, būtina atsižvelgti į matematinių veiksmų kiekį, ko pasėkoje ir buvo pasirinktas šis trečios eilės polinomas.

3.4. Duomenų išvedimas

Šiame darbe dėl greಿತaveikos buvo pasirinkta išvesti duomenis lygiagrečiai, t.y. atitinkamas programuojamo loginio įrenginio išvadas yra atsakingas už vieną norimo išvesti rezultato bitą. Kaip ir kitos loginės grandinės, taip ir ši, išvestą rezultatą indikuoja atitinkamu sinchronizacijos impulsu, kuris yra nuskaitomas registruojančio įrenginio.

4. Sinchroninės detekcijos sistemos testavimo schema ir testavimo scenarijai

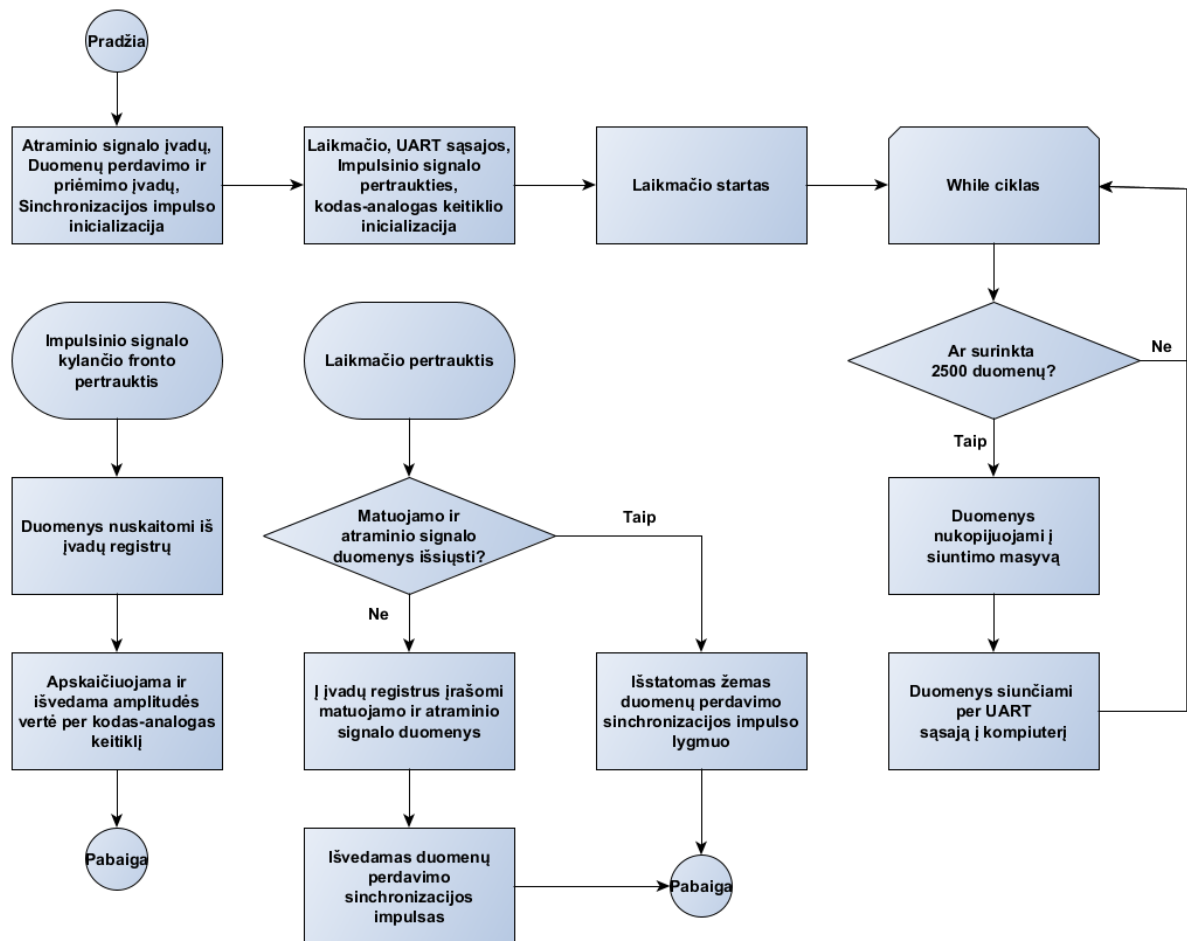
Siekiant ištestuoti sinchroninės detekcijos sistemos parametrus bei greitaveiką buvo surinkta testavimo schema, kurios principinę diagramą matote paveikslėlyje žemiau.



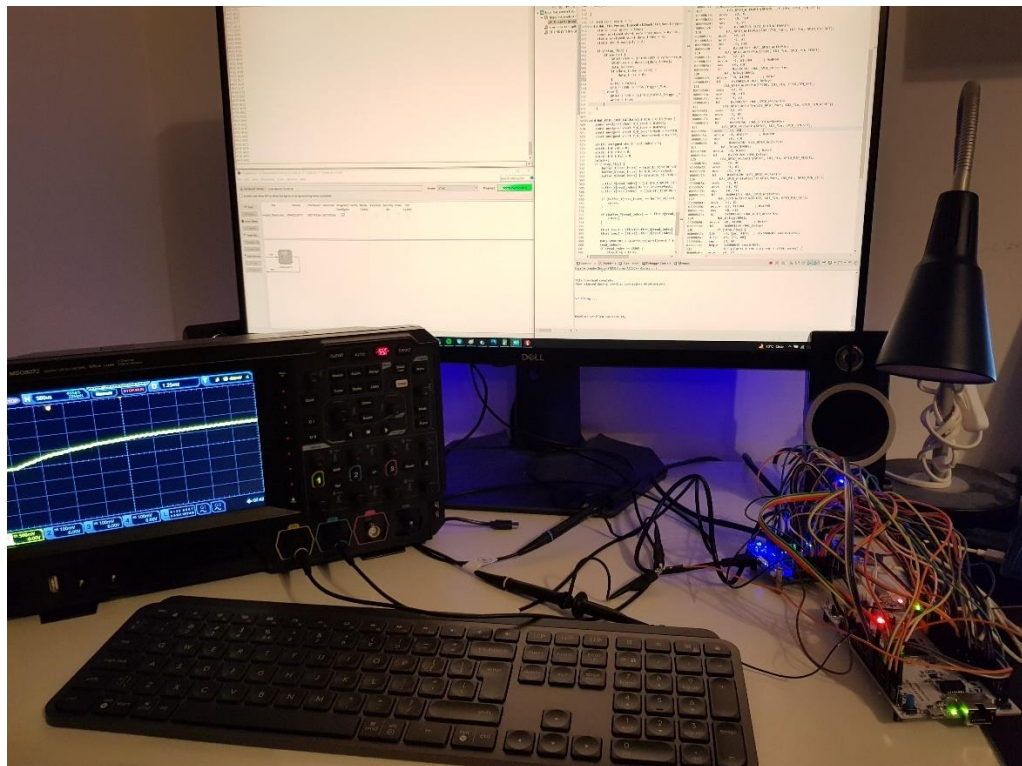
19 pav. Sinchroninės detekcijos sistemos parametrų bei veikimo testavimo schema

Šiame testavimo stende duomenų perdavimo ir priėmimo logiką bei komunikaciją su kompiuteriu atlieka STM32H743ZI mikrovaldiklis. Tiek matuojamas signalas, tiek ir atraminio signalo fazė lygiagrečiai per mikrovaldiklio išvadus perduodama į DE0-Nano maketą, kurio pagrindinė šerdis – Altera Cyclone IV EP4CE22F17C6N programuojamų loginių elementų masyvų integrinis grandynas. Išstačius atitinkamus duomenis išstatomas ir duomenų priėmimo sinchronizacijos impulsas, po kurio laukiama, kada bus atlikti veiksmas ir išduotos naujos vertės. Registruotos X ir Y kanalo vertės išsiunčiamos per USB sąsają į kompiuterį, o apskaičiuota amplitudės išraiška konvertuojama į analoginę įtampą kodas-analogas keitikliu. Ši analoginė įtampa registruojama RIGOL oscilografu ir atvaizduojama ekrane. Papildomai registruojamos ir duomenų priėmimo sinchronizacijos impulso, bei kombinuoto X ir Y kanalo sinchronizacijos impulso vertės, kuriomis naudojantis išmatuojama sintezuotos programos greitaveika.

STM mikrovaldiklio veikimo algoritmas bei testavimo stendo nuotrauka pateikiama paveikslėliuose žemiau.



20 pav. Testavimo schemos STM mikrovaldiklio veikimo algoritmas.



21 pav. Testavimo stendo realizavimas.

4.1. Testavimo scenarijai

Siekiant patikrinti atitinkamas sinchroninio detektoriaus funkcijas bus atlikta keletas skirtingų testavimų, kurių metu siekiama palyginti rezultatus su simuliacijoje gautais rezultatais. Šiam tikslui atliekami trys skirtingi testavimai:

1. Esant pastoviai filtro laikinei konstantai ir signalo-triukšmo santykiui bus keičiama matuojamo signalo amplitudė, kurios vertės yra: 0.005, 0.01, 0.02.
2. Esant pastoviai amplitudei ir laikinei konstantai bus keičiamas signalo-triukšmo santykis, kurio vertės: 20dB, 10dB, 0dB.
3. Esant pastoviai amplitudei ir signalo-triukšmo santykiui bus keičiama filtro laikinė konstanta, kurios vertės: 5 μ s, 10 μ s, 20 μ s.

Papildomai, siekiant išmatuoti greitaveiką bus registruojamas laiko tarpas, tarp duomenų priėmimo sinchronizacijos impulso ir kombinuoto X ir Y sinchronizacijos impulso.

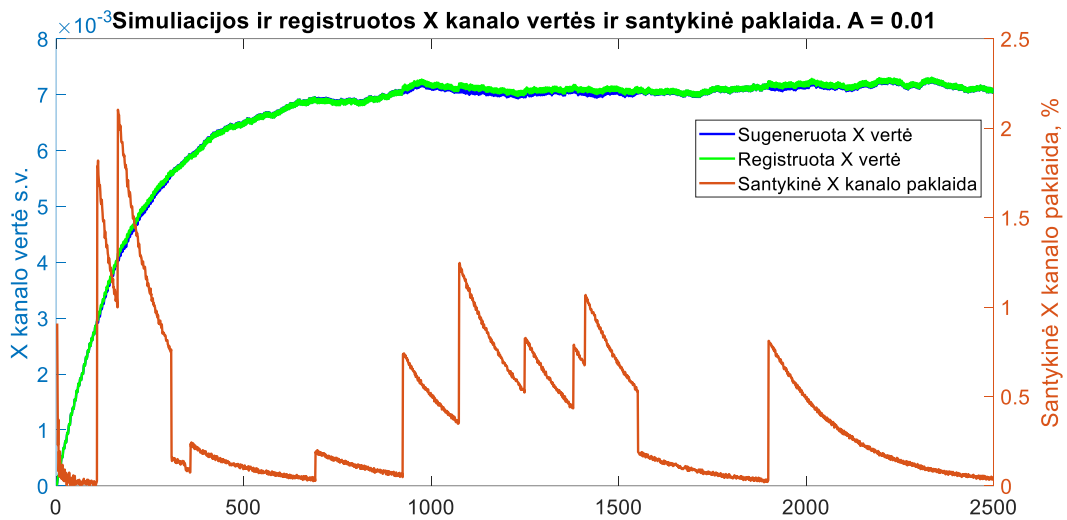
2 lentelė. Pradiniai sugeneruotų duomenų parametrai.

Duomenų surinkimo dažnis	10MHz
Atraminio ir moduliacijos signalo dažnis	1MHz
Matuojamo signalo amplitudė	0.01s.v.
Matuojamo signalo fazės poslinkis	45°
Filtro laikinė konstanta	20 μ s
Signalų-triukšmo santykis	20dB

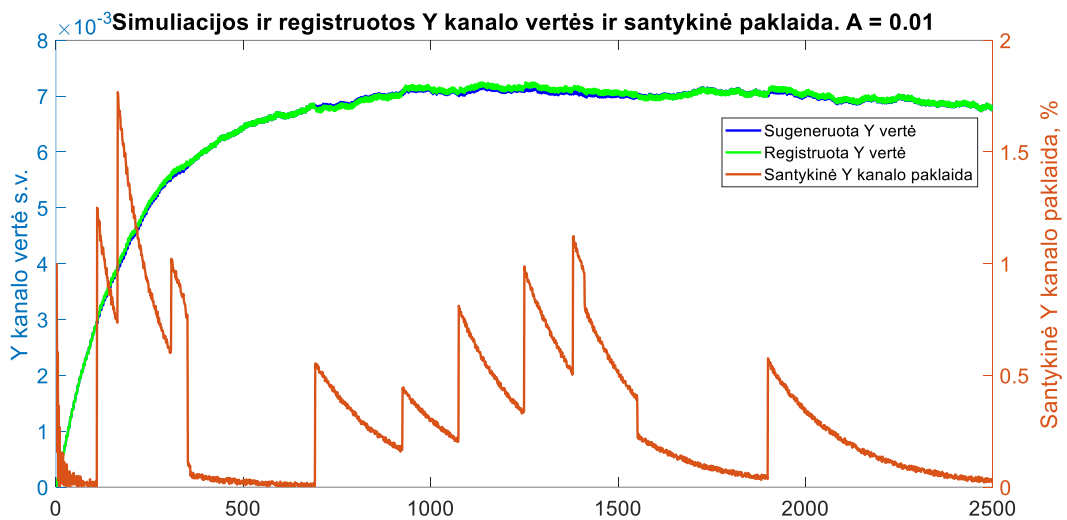
Testavimo metu duomenys registruojami 500KHz dažniu ir surinkus atitinkamą kiekį duomenų išduodami per USB sąsają.

5. Sinchroninės detekcijos sistemos testavimo rezultatai

Pirmiausia atliktas skirtingų signalo amplitudžių testavimas. Sugeneruotų duomenų su pradiniais nustatymais grafikai pateikiami paveikslėliuose žemiau.



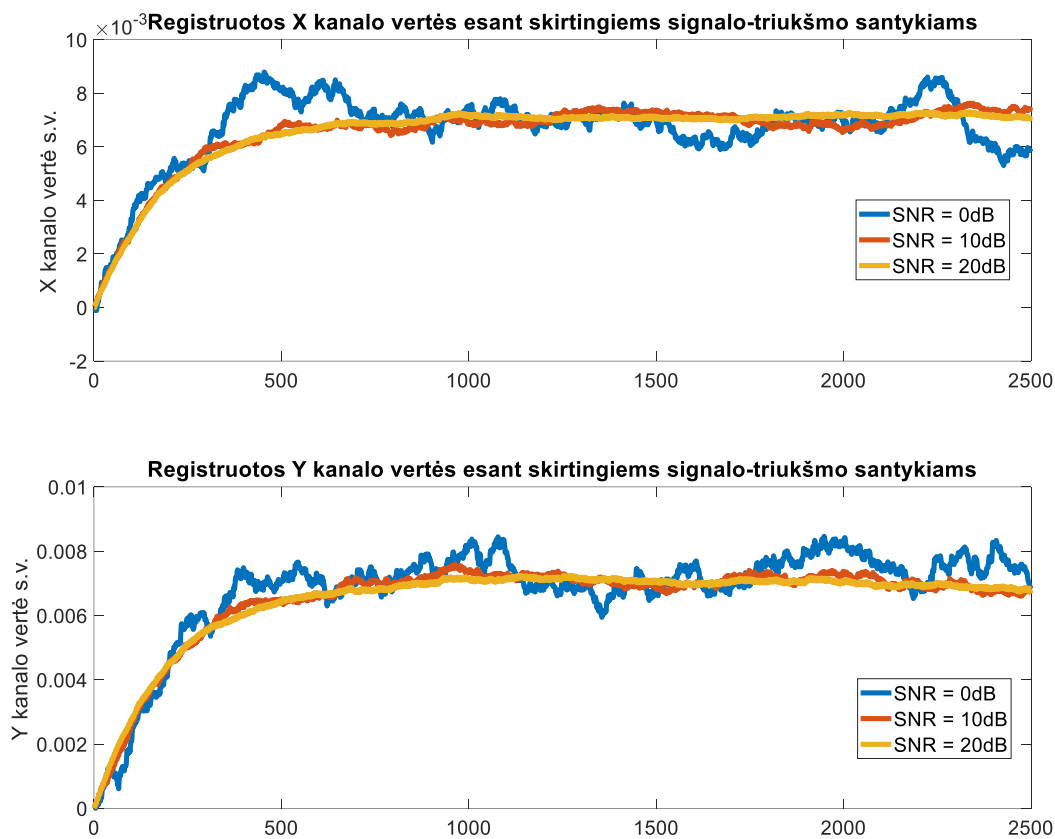
22 pav. Pradinių nustatymų X kanalo testavimo rezultatai.



23 pav. Pradinių nustatymų Y kanalo testavimo rezultatai.

Rezultatuose matome atsitiktinius trikdžius, kurie padidina rezultato paklaidą. Galimos trikdžių priežastys – laikiniai vidinių signalų nesutapimai integrinėse grandinėse, ko pasekoje duomenų apdorojimo metu nuskaitomos klaidingos vertės bei klaidingas matuojamo ir atraminio signalų nuskaitymas. Tačiau taipogi matome, kad dėl jų retumo, žemo dažnio filtras geba išfiltruoti šiuos trikdžius ir pateikti korektišką rezultatą. Pastebima, kad nepaisant šių trikdžių, sumodeliuota ir praktiškai realizuota sinchroninės detekcijos sistemos išduoda labai panašų rezultatą.

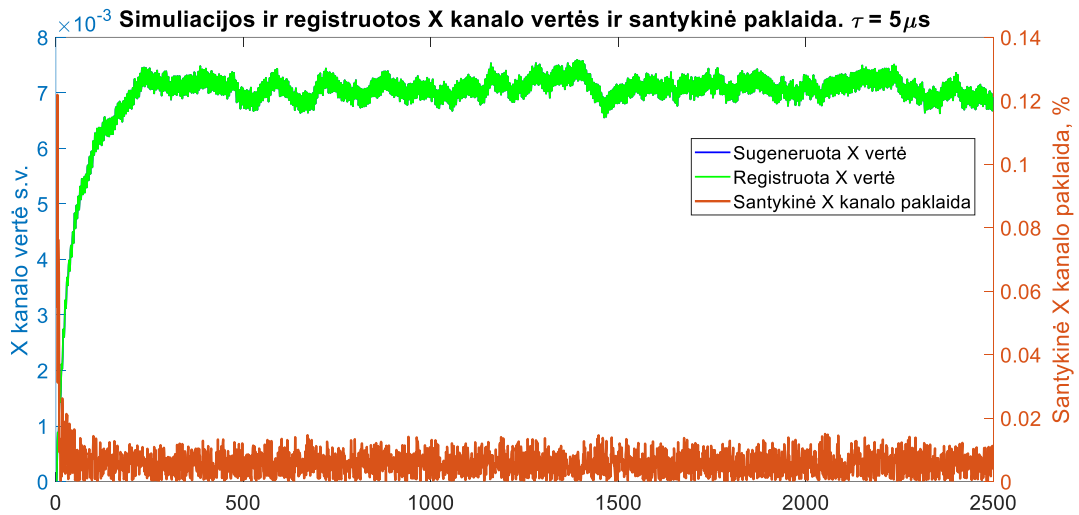
Toliau atliekami testavimai, su skirtingais signalo-triukšmo santykiais. Paveikslėlyje žemiau pateikiami trijų, 0dB, 10dB ir 20dB signalo-triukšmo santykių registruotų duomenų grafikai.



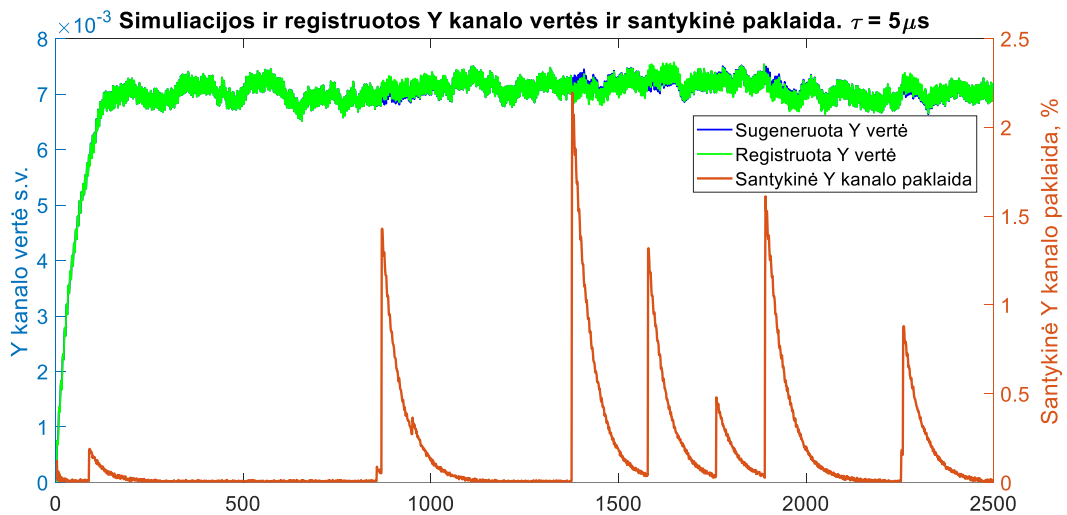
24 pav. 0dB, 10dB ir 20dB signalo-triukšmo santykio duomenų X ir Y kanalo testavimo rezultatai.

Iš rezultatų matoma, kad pasirinkta 20 μ s laikinė konstanta yra gerokai per maža, kad patikimai išfiltruotų duomenis esant 0dB signalo-triukšmo santykiui, ko pasekoje duomenys neišlieka stabilūs ir realaus taikymo metu būtų registruojamas klaidingas rezultatas. Esant 10dB signalo-triukšmo santykiui matome, kad rezultatas išlieka sąlyginai stabilus ir registruojama iki 10% santykinė paklaida. Esant 20dB signalo-triukšmo santykiui registruojama iki 3% santykinė paklaida, kas, priklausomai nuo apsibrėžtų reikalavimų, gali būti traktuojama, kaip pakankamai tinkamas rezultatas, esant sąlyginai aukštai greitaveikai.

Paskutinis duomenų testavimo scenarijus – skirtingų filtrų laikinių konstantų scenarijus. 5 μ s laikinės konstantos rezultatai bei skirtingų filtrų laikinių konstantų rezultatų palyginimai pateikiami paveikslėliuose žemiau.

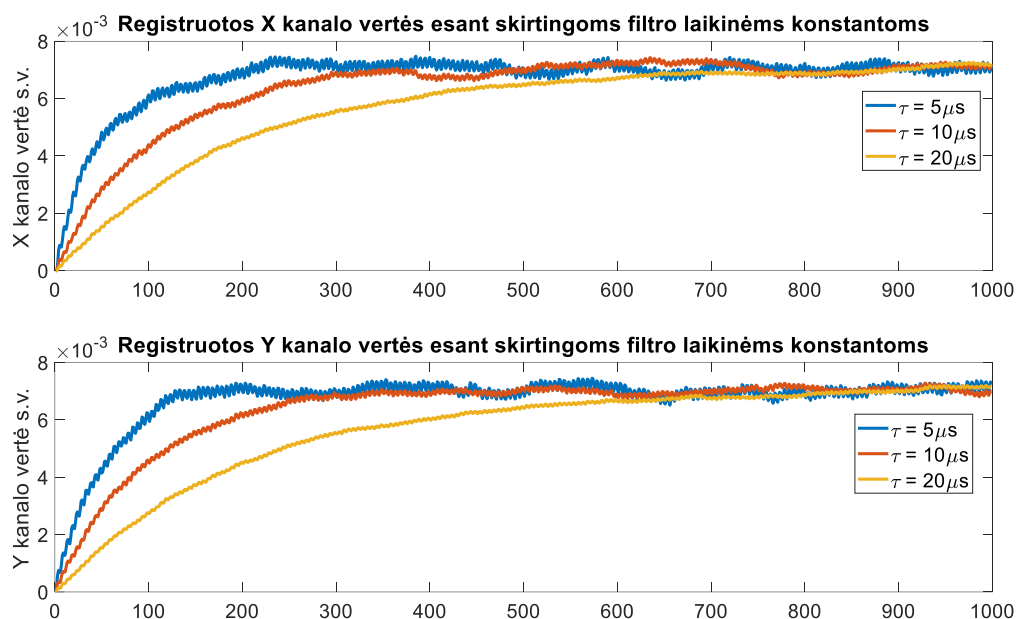


25 pav. $5\mu\text{s}$ laikinės konstantos duomenų X kanalo testavimo rezultatai.



26 pav. $5\mu\text{s}$ laikinės konstantos duomenų Y kanalo testavimo rezultatai.

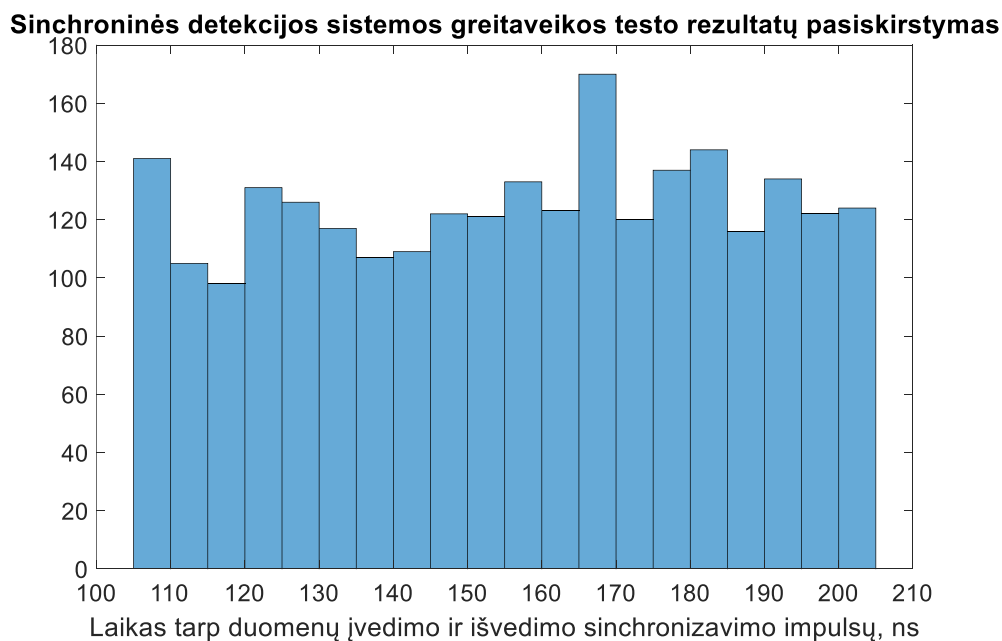
Sumažinus filtro laikinę konstantą pastebimas ne tik suprastėjęs triukšmo slopinimas, tačiau taipogi ir pastebima ir antrosios harmonikos įtaka galutiniam rezultatui. Filtro pralaidumo juosta tampa per siaura ir galutiniame rezultate matome dvigubai didesniu nei moduliacijos dažniu registruojamą signalą su nuolatinio signalo dedamąja. Tačiau taipogi iš X kanalo rezultatų matome, kad nesant atsitiktinių trikdžių registruojamos itin mažos santykinės paklaidos, kurios atsiranda dėl duomenų konvertavimo į ir iš 16 bitų sveiko skaičiaus kintamojo.



27 pav. $5\mu\text{s}$, $10\mu\text{s}$ ir $20\mu\text{s}$ filtro laikinių konstantų duomenų X ir Y kanalo testavimo rezultatai.

Iš rezultatų matome, kad esant didesnei filtro laikinei konstantai pastebima mažesnė antrosios harmonikos dedamoji, taipogi registruojamos vertės mažiau varijuoja, dėl siauresnės filtro pralaidumo juostos. Tačiau taipogi matoma, kad esant mažesnei laikinei konstantai signalas pasiekia registruojamą vertę anksčiau, ko pasekoje galime padidinti matavimo greitį.

Galutinis testavimo scenarijus – greitaveikos testavimas. Rezultatų pasiskirstymas pateikiamas paveikslėlyje žemiau.



28 pav. Greitaveikos testo registruojant duomenų priėmimo ir išdavimo sinchronizacijos impulsus rezultatų pasiskirstymas.



29 pav. Greitaveikos testo oscilografo rodmenys registruojant duomenų priėmimo ir išdavimo sinchronizavimo impulsus. Geltona kreivė – duomenų priėmimo impulsas, mėlyna kreivė – duomenų išdavimo impulsas.

Sinchroninės detekcijos sistema pradeda skaičiavimo procesą registravusi aukštą duomenų įvedimo sinchronizacijos impulsą ir kylančio taktinio dažnio generatoriaus frontą. Kadangi taktinio dažnio generatoriaus dažnis yra 10MHz, prasčiausiu atveju signalas yra registruojamas po 100ns nuo duomenų sinchronizacijos impulso išvedimo, o likę procesai yra įvykdomi greičiau nei per vieną su puse ciklo, tad gaunamas rezultatas varijuoja nuo 105ns iki 205ns gana tolygiu pasiskirstymu. Atitinkamai šiuos rezultatus patvirtina ir oscilografo rodmenys registruojant atitinkamus signalus.

6. Išvados

1. Testavimo metu pastebėta, kad sinchroninės detekcijos sistema gali veikti 5MHz dažniu. Tačiau verta paminėti, kad sinchronizuojant duomenų įvedimą su taktinio dažnio generatoriumi sistema gali pasiekti ir 10MHz greitaveiką.
2. Testavimo metu pastebėti trikdžiai galimai kyla dėl laikinių vidinių signalų nesutapimų integrinėse grandinėse bei klaidingo matuojamo ir atraminio signalų nuskaitymo, ko pasėkoje apdorojamos ir išduodamos klaidingos vertės.
3. Pastebėta, kad nesant atsitiktinių trikdžių registruojamos itin mažos santykinės paklaidos, kurios atsiranda dėl duomenų konvertavimo į ir iš 16 bitų sveiko skaičiaus kintamojo. Maksimalios registruotos santykinės paklaidos siekė iki $\sim 0.02\%$.
4. Sinchroninio detektoriaus kodas remiasi IEEE float programavimo biblioteka, ko pasėkoje sukompiliuota programa išnaudoja daug resursų bei veikia sąlyginai lėtai. Projektavimo metu pastebėta, kad modifikavus ir supaprastinus aritmetinių funkcijų realizavimą ženkliai sutaupoma resursų bei padidinamas maksimalus sistemos veikimo dažnis.
5. Dėl problemų, kylančių su duomenų perdavimu bei limituotu duomenų išvedimo ir nuskaitymo greičiu ateityje būtina perdaryti testavimo standą ant bendros elektroninės plokštės, taip sutrumpinant elektrinių signalų kelią bei efektyviai išnaudojant mikrovaldiklio išvadų logiką.

7. Literatūros sąrašas

- [1] C. R. Cosens, A balance-detector for alternating current bridges, *Proceedings of the Physical Society*, 46:818. (1934)
- [2] W. C. Michels, A Double Tube Vacuum Tube Voltmeter, *Rev. Sci. Instrum.*, 9:10. (1938)
- [3] W. C. Michels and N. L. Curtis, A Pentode LockIn Amplifier of High Frequency Selectivity, *Rev. Sci. Instrum.*, 12:444. (1941)
- [4] K. Kishore and S. A. Akbar, "Evolution of Lock-In Amplifier as Portable Sensor Interface Platform: A Review," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no. 18, pp. 10345-10354. (2020)
- [5] D. Bessas and E. Brück, "A versatile Lock-In digital Amplifier (LIdA): The case of mechanical resonances," *Eur. J. Phys.*, vol. 38, no. 3. (2017)
- [6] G. Gervasoni, M. Carminati, and G. Ferrari, "A General Purpose LockIn Amplifier Enabling Sub-ppm Resolution," *Procedia Eng.*, vol. 168, pp. 1651–1654. (2016)
- [7] <https://www.zhinst.com/europe/en/products/uhfli-lock-in-amplifier>
- [8] K. Carlsson and A. Liljeborg, "Simultaneous confocal lifetime imaging of multiple fluorophores using the intensity-modulated multiple wavelength scanning (IMS) technique," *J. Microscopy* 191(Pt 2), 119–127. (1998)
- [9] K. Carlsson, A. Liljeborg, R. M. Andersson, and H. Brismar, "Confocal pH imaging of microscopic specimens using fluorescence lifetimes and phase fluorometry: influence of parameter choice on system performance," *J. Microscopy* 199(Pt 2), 106–114. (2000)
- [10] A. J. Sedlacek, "Real-time detection of ambient aerosols using photothermal interferometry: Folded Jamin interferometer," *Review of Scientific Instruments* 77, 064903. (2006)
- [11] F. Barone, E. Calloni, R. De Rosa, L. Di Fiore, F. Fusco, L. Milano, and G. Russo, "Fringe-counting technique used to lock a suspended interferometer," *Applied Optics* 33(7), 1194–1197. (1994)
- [12] Mars K., Lioe D.X., Kawahito S., Yasutomi K., Kagawa K., Yamada T., Hashimoto M, „Label-Free Biomedical Imaging Using High-Speed Lock-In Pixel Sensor for Stimulated Raman Scattering. *Sensors*“. (2017)
- [13] A. Ragni et al., "Lock-In Based Differential Front-End For Raman Spectroscopy Applications," 2018 14th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME). (2018)
- [14] The Digital Lock-in Amplifier. https://www.ameteksi.com/-/media/ameteksi/download_links/documentations/7270/tn1003_the_digital_lock-in_amplifier.pdf?revision=12bc86eb-7b47-4ed9-9622-75630fe641ad
- [15] J. Leis, P. Martin, and D. Buttsworth, "Simplified Digital Lock-in Amplifier Algorithm," *Electronics Letters*, vol. 48, no. 5, pp. 259-261. (2012)
- [16] Low Level Optical Detection using Lock-in Amplifier Techniques https://www.ameteksi.com/-/media/ameteksi/download_links/documentations/library/signalrecovery/an1003_low_level_optical_detection_using_lock-in_amplifier_techniques.pdf?revision=45089d88-2564-435b-a5a9-d9b1ebba5492
- [17] K. Carlsson, A. Liljeborg, R. M. Andersson, and H. Brismar, "Confocal pH imaging of microscopic specimens using fluorescence lifetimes and phase fluorometry: influence of parameter choice on system performance," *J. Microscopy* 199(Pt 2), 106–114. (2000)
- [18] G. Kloos, „Applications of Lock-in amplifiers on optics“. (2018)

- [19] Jones, R.R., Hooper, D.C., Zhang, L. et al., „Raman Techniques: Fundamentals and Frontiers“, *Nanoscale Res Lett* 14, 231. (2019)
- [20] J. Levitt, O. Katz, Y. Silberberg, „Frequency-encoded multiplexed CARS microscopy by rapid pulse shaping“, *Journal of Modern Optics*, 61, 872-876. (2014)
- [21] S. Heuke, I. Rimke, B. Sarri, P. Gasecka, R. Appay, L. Legoff, P. Volz, E. Büttner, and H. Rigneault, "Shot-noise limited tunable dual-vibrational frequency stimulated Raman scattering microscopy," *Biomed. Opt. Express* 12, 7780-7789. (2021)
- [22] X. Audier, S. Heuke, P. Volz, I. Rimke, and H. Rigneault , "Noise in stimulated Raman scattering measurement: From basics to practice", *APL Photonics* 5, 011101. (2020)
- [23] Leis, J., Kelly, C., & Buttsworth, D., „Sampling, quantization and computational aspects of the quadrature lock-in amplifier“, 6th International Conference on Signal Processing and Communication Systems. (2012)
- [24] "IEEE Standard for Floating-Point Arithmetic", IEEE Std 754-2008. (2008)
- [25] R. G. Lyons, "Efficient Approximations for the Arctangent Function", *Streamlining Digital Signal Processing: A Tricks of the Trade Guidebook*, 265-276. (2012)

AUKŠTO DAŽNIO SINCHRONINĖS DETEKCIJOS SCHEMA NETIESINEI OPTINEI
MIKROSKOPIJAI PANAUDOJANT PROGRAMUOJAMŲ LOGINIŲ ELEMENTŲ MASYVŲ
INTEGRINES GRANDINES

Santrauka

Sinchroninis detektorius – XX amžiaus pirmoje pusėje išrastas prietaisas, gebantis išmatuoti labai silpnus signalus, esant dideliui triukšmui, arba išmatuoti stiprius signalus, esančius plačiame amplitudžių ir dažnių ruože. Didelės raiškos matavimus lemia pagrindinis šio prietaiso principas – sinchroninė detekcija. Matuojamas objektas yra paveikiamas pasirinkto dažnio elektriniu optiniu ar kitokiu signalu. Objekto reakcija į signalą perduodama į vieną iš sinchroninio detektoriaus įėjimų, o į kitą paduodamas atraminis signalas, kuriuo buvo paveiktas objektas. Maišiklio pagalba šie du signalai sudauginami ir sandaugos produktas yra išfiltruojamas, ko pasėkoje turime tik nuolatinės įtampos dedamąją, kuri proporcingai atspindi matuojamo signalo amplitudę.

Šio darbo tikslas – sumodeliuoti bei realizuoti aukšto dažnio sinchroninės detekcijos schemą netiesinei optinei mikroskopijai panaudojant programuojamų loginių elementų masių integrines grandines.

Darbo metu sumodeliuotas pagrindinis sinchroninio detektoriaus veikimas. Sumodeliuotas dizainas buvo suprogramuotas VHDL kalbos pagalba bei ištestuotas naudojantis skaitmeninės logikos simuliacijos paketu. Susintezuotas kodas buvo ištestuotas pasinaudojant DE0-Nano maketu (Altera Cyclone IV EP4CE22F17C6N FPGA), registruojant tiek duomenis, tiek jo laikines charakteristikas. Pasieltas 5MHz duomenų apdorojimo greitis.

FPGA-BASED HIGH FREQUENCY LOCK-IN DETECTION SYSTEM FOR NONLINEAR OPTICAL MICROSCOPY

Summary

Lock-in amplifier – is an amplifier that can measure and extract faint signals from noisy environments or large signals over a wide dynamic range. High resolution is achieved due to its main principle – homodyne detection. Device under test is modulated at a known reference frequency via optical, electrical, or other type of signal. Its response is detected and transmitted as an electrical signal to one of lock-in amplifiers inputs where it is mixed with a reference signal. Mixed signal is filtered using a low-pass filter and the resulting value is a DC component which is directly proportional to the measured signal amplitude.

The aim of this work is to design an FPGA-Based High Frequency Lock-in Detection System for Nonlinear Optical Microscopy.

In this work a simulation of a lock-in amplifier was created and tested. The simulated design, by using VHDL hardware description language, was implemented, synthesized, and tested with a hardware description language simulation environment. Synthesized design was uploaded to DE0-Nano (Altera Cyclone IV EP4CE22F17C6N FPGA) development board and tested, by measuring its timing values and data output. Data output rates of up to 5MHz were achieved.