



VILNIAUS GEDIMINO
TECHNIKOS UNIVERSITETAS
ELEKTRONIKOS FAKULTETAS
ELEKTRONINIŲ SISTEMŲ KATEDRA

Andžej BOREL

OSCILOGRAFO ĮĖJIMO STIPRINTUVO KŪRIMAS IR TYRIMAS
DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF INPUT AMPLIFIER FOR THE
OSCILLOSCOPE

Magistro baigiamasis darbas

Elektronikos studijų programa, valstybinis kodas 6211EX050

Kompiuterizuotų elektroninių sistemų specializacija

Elektronikos inžinerijos studijų kryptis

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS
ELEKTRONIKOS FAKULTETAS
ELEKTRONINIŲ SISTEMŲ KATEDRA

TVIRTINU
Katedros vedėjas

(parašas)
Prof. dr. D. Navakauskas
2018 m. _____ mėn. ____ d.

Andžej BOREL

OSCILOGRAFO ĮĖJIMO STIPRINTUVO KŪRIMAS IR TYRIMAS
DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF INPUT AMPLIFIER FOR
THE OSCILLOSCOPE

Magistro baigiamasis darbas

Elektronikos studijų programa, valstybinis kodas 6211EX050

Kompiuterizuotų elektroninių sistemų specializacija

Elektronikos inžinerijos studijų kryptis

Vadovas

doc. dr. V. Barzdėnas

(pedag. vardas, moksl. laipsnis, vardas, pavardė) _____ (parašas) (data)

Konsultantas

J. Kosteckij

(pedag. vardas, moksl. laipsnis, vardas, pavardė) _____ (parašas) (data)

Lietuvių kalbos konsultantas

lekt. dr. A. Gaidienė

(pedag. vardas, moksl. laipsnis, vardas, pavardė) _____ (parašas) (data)

Vilnius, 2019

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS
ELEKTRONIKOS FAKULTETAS
ELEKTRONINIŲ SISTEMŲ KATEDRA

Technologijos mokslų sritis

Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo kryptis

Elektronikos inžinerijos studijų kryptis

Elektronikos inžinerijos studijų programa, valst. kodas 6211EX050

Kompiuterizuotų elektroninių sistemų specializacija

TVIRTINU

Katedros vedėjas

prof. dr. D. Navakas

201_ m. _____ mėn. ____ d.

MAGISTRO BAIGIAMOJO DARBO
UŽDUOTIS

Studentui

Andžej BOREL

Baigiamojo darbo tema: Oscilografo įėjimo stiprintuvo kūrimas ir tyrimas

Development And Investigation Of Input Amplifier For The
Oscilloscope

Patvirtinta 201_ m. _____ mėn. ____ d. dekanų potvarkiu Nr. _____.

Baigiamojo darbo užbaigimo terminas 201_ m. _____ mėn. ____ d.

Darbo tikslas Sukurti įėjimo stiprintuvą realiojo laiko oscilografui, kurio pralaidumo juosta siektų ne mažiau nei 2,5 GHz, o dinaminis diapazonas 10 mV/div - 1 V/div.

Darbo uždaviniai

1. Atlikti panašių matavimo prietaisų analizę, kuria remiantis sukurti realiojo laiko oscilografo stiprintuvo struktūrinę, principines elektrines schemas, bei suprojektuoti šio stiprintuvo prototipą.
2. Atlikti stiprintuvo prototipo testavimą ir tyrimus plačiame jo veikimo diapazone: išmatuoti praleidžiamų dažnių juostą, dinaminį diapazoną, saugius įėjimo įtampos lygius, stiprintuvo triukšmą, pereinamąją charakteristiką.
3. Išanalizuoti prototipo charakteristikas. Palyginti prototipą su analogais. Pasiūlyti galimus tobulinimus

Aiškinamojo rašto turinys

Įvadas

Darbo aktualumas ir tikslas

Darbo uždaviniai

Naudoti tyrimo ir analizės metodai

Darbo naujumas ir praktinė nauda

Darbo struktūra

1. Esamų realaus laiko oscilografų analitinė apžvalga

2. Realaus laiko oscilografo stiprintuvo prototipo projektavimas
3. Realaus laiko oscilografo stiprintuvo prototipo testavimas ir tyrimas plačiame veikimo diapazone
4. Realaus laiko oscilografo stiprintuvo prototipo gautų charakteristikų ir pagrindinius parametrų analizė bei tolimesnės tobulinimo kryptys

Apibendrinimas. Išvados

Literatūra

Priedai

A priedas. Trakto principinė schema

B priedas. Pranešimo 22-oje Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencijoje medžiaga

C priedas. Prototipo surinkimo brėžiniai

Baigiamojo darbo rengimo konsultantas:

Jevgenij Kosteckij

(pedag. vardas, moksl. laipsnis, vardas, pavardė)

Vadovas

(parašas)

doc. dr. Vaidotas Barzdėnas

(pedag. vardas, moksl. laipsnis, vardas, pavardė)

Užduotį gavau

(parašas)

201_ m. _____ mėn. ____ d.

Vilniaus Gedimino technikos universitetas
Elektronikos fakultetas
Elektroninių sistemų katedra

ISBN ISSN
Egz. sk.
Data-....-....

Antrosios pakopos studijų **Elektronikos inžinerijos** programos magistro baigiamasis darbas

Pavadinimas	Oscilografo įėjimo stiprintuvo kūrimas ir tyrimas
Autorius	Andžej Borel
Vadovas	Vaidotas Barzdėnas

Kalba: lietuvių

Anotacija

Baigiamajame darbe projektuojamas ir tiriamas oscilografo įėjimo stiprintuvas su stiprintuvo praleidžiamų dažnių juosta iki 2,5 GHz, dinaminio diapazonu nuo 10 mV/pad iki 1 V/pad. Darbe apžvelgta oscilografo stiprintuvo paskirtis ir struktūra. Apžvelgti panašių techninių parametrų modeliai. Suprojektuota stiprintuvo struktūrinė bei principinė elektrinė schemas. Atliktas principinės elektrinės schemas kompiuterinis SPICE modeliavimas. Stiprintuvo prototipas įgyvendintas spausdintinėje plokštėje. Atliktas išsamus prototipo parametrų eksperimentinis tyrimas. Išmatuota praleidžiamų dažnių juosta viršija 3 GHz, o dinaminis diapazonas 10 mV/pad–1 V/pad. Pasiūlytos tolesnės prototipo vystymo kryptys.

Darbo apimtis – 69 p. teksto be priedų, 61 iliustr., 10 lent., 29 bibliografiniai šaltiniai.
Atskirai pridedami darbo priedai.

Prasminiai žodžiai: stiprintuvas, oscilografas, aukštadažnė technika.

Vilnius Gediminas Technical University
Faculty of Electronics
Department of Electronic Systems

ISBN ISSN
Copies No.
Date-....-....

Master Degree Studies **Electronics Engineering** study programme Master Graduation Thesis

Title **Development and Investigation of Input Amplifier for the Oscilloscope**
Author **Andžej Borel**
Academic supervisor **Vaidotas Barzdėnas**

Thesis language: lithuanian

Annotation

Present thesis is focused on designing and investigating front-end amplifier for the oscilloscope. Amplifier's projected bandwidth is 2,5 GHz, dynamic range 10 mV/div - 1 V/div. Amplifier's purpose and structure was examined. Devices with similar characteristics were examined. Amplifier's structural and electrical schematic was designed. Electrical schematic was simulated using SPICE engine. Amplifier's prototype's printed circuit board was created. Detailed examination of amplifier's parameters was performed. Measured bandwidth is above 3 GHz, dynamic range 10 mV/div – 1 V/div. Further development direction proposed.

Thesis consists of: 69 p. text without appendixes, 61 pictures, 10 tables, 29 bibliographical entries.

Appendixes included separately.

Keywords: front-end amplifier, oscilloscope, RF

Vilniaus Gedimino technikos universiteto
egzaminų sesijų ir baigiamųjų darbų rengimo bei
gynimo organizavimo tvarkos aprašo 2018–2019 m.
m.
1 priedas

(Baigiamojo darbo sąžiningumo deklaracijos forma)

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Andžej Borel, 20132413

(Studento vardas ir pavardė, studento pažymėjimo Nr.)

Elektronikos fakultetas

(Fakultetas)

Elektronikos inžinerija EKSfm-17

(Studijų programa, akademinė grupė)

**BAIGIAMOJO DARBO (PROJEKTO)
SĄŽININGUMO DEKLARACIJA**

2019 m. _____ d.
(Data)

Patvirtinu, kad mano baigiamasis darbas tema „Oscilografo įėjimo stiprintuvo kūrimas ir tyrimas“ patvirtintas 2017 m. spalio 3 d. dekanų potvarkiu Nr. 216el, yra savarankiškai parašytas. Šiame darbe pateikta medžiaga nėra plagijuota. Tiesiogiai ar netiesiogiai panaudotos kitų šaltinių citatos pažymėtos literatūros nuorodose.

Prenkant ir įvertinant medžiagą bei rengiant baigiamąjį darbą, mane konsultavo mokslininkai ir specialistai: Jevgenij Kosteckij. Mano darbo vadovas doc. dr. Vaidotas Barzdėnas.

Kitų asmenų indelio į parengtą baigiamąjį darbą nėra. Jokių įstatymų nenumatytų piniginių sumų už šį darbą niekam nesu mokėjęs

(Parašas)

(Vardas ir pavardė)

TURINYS

Žymenys ir santrumpos	10
Ivadas	12
Darbo aktualumas ir tikslas.....	12
Darbo uždaviniai	12
Naudoti tyrimo ir analizės metodai	13
Darbo naujumas ir praktinė nauda.....	13
Darbo struktūra.....	13
1. Realiojo laiko oscilografų analitinė apžvalga	15
1.1. Oscilografų klasifikavimas	15
1.1.1. Skaitmeniniai oscilografai su atmintimi	16
1.1.2. Skaitmeniniai fosforiniai oscilografai.....	17
1.1.3. Mišriojo signalo oscilografai.....	18
1.1.4. Stroboskopiniai oscilografai.....	18
1.2. Oscilografo įėjimo stiprintuvo paskirtis ir struktūra	19
1.2.1. Vertikaliojo trakto paskirtis	19
1.2.2. Vertikaliojo trakto struktūra.....	22
1.3. Analogiškų įtaisų apžvalga	23
1.3.1. „Keysight Streamline Series P9243A“	24
1.3.2. „PicoScope 6407“.....	25
1.4. Analitinio skyriaus apibendrinimas	26
2. Realiojo laiko oscilografo stiprintuvo prototipo projektavimas	28
2.1. Prototipo struktūrinė schema.....	28
2.2. Principinės schemos modeliavimas ir projektavimas	29
2.2.1. Atenuatoriaus grandinė	30
2.2.2. Įėjimo perkrovos apsauga	33
2.2.3. Buferinė grandinė	34
2.2.4. Valdomo stiprintuvo projektavimas	41
2.3. Preliminarus schemos bandymas.....	44
2.4. Prototipo spausdintinės plokštės projektavimas.....	46
2.5. Projektavimo skyriaus apibendrinimas	49
3. Realiojo laiko oscilografo stiprintuvo prototipo testavimas ir tyrimas plačiame veikimo diapazone	50
3.1. Oscilografo įėjimo, išėjimo ir stiprinimo charakteristikų tyrimas	50
3.1.1. Matavimo metodika	50
3.1.2. Maksimalios įėjimo įtampos vertės matavimas	51
3.1.3. Išėjimo charakteristikų matavimas	52
3.2. Stiprintuvo laikinių charakteristikų matavimas.....	56
3.2.1. Laikinių charakteristikų matavimo metodika.....	56
3.2.2. Laikinių charakteristikų matavimų rezultatai.....	57
3.3. Stiprintuvo dažninės amplitudinės charakteristikos matavimas.....	61
3.3.1. Dažninės amplitudinės charakteristikos matavimo metodika	61
3.3.2. Dažninės amplitudinės charakteristikos matavimo rezultatai.....	62
3.4. Triukšmo ir iškraipymų matavimas	64
3.5. Įėjimo atspindžio koeficiento matavimas	66
3.6. Testavimo ir tyrimo skyriaus apibendrinimas	70
4. Realiojo laiko oscilografo stiprintuvo prototipo gautų charakteristikų ir pagrindinių parametrų analizė ir tolimesnės tobulinimo kryptys	72

4.1. Rezultatų analizė	72
4.1.1. Dinaminio diapazono parametrų analizė	72
4.1.2. Laikinių ir dažninių parametrų analizė	73
4.1.3. Triukšmo, iškraipymų, atspindžio koeficiento parametrų analizė	75
4.2. Tolesnės tobulinimo kryptys	78
Apibendrinimas. Išvados	79
Literatūra	81
PRIEDAI	83
A priedas. Trakto principinė elektrinė schema	84
B Priedas. Pranešimo 22-oje Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencijoje medžiaga	86
C Priedas Prototipo surinkimo brėžiniai	87

ŽYMENYS IR SANTRUMPOS

$ASK_{peak-to-peak}$ – ASK įėjimo dinaminis diapazonas, V

D_{dB} – dinaminis diapazonas, dB

D_{ASK} – ASK įėjimo diapazonas, V

FS_{min} – minimali signalo reikšmė, išstempiama iki ASK skalės, V

FS_{max} – maksimali signalo reikšmė, sutraukiama iki ASK skalės, V

H – atstumas tarp viršutinio ir apatinio laidininko bangolaidyje, mm

I_E – emiterio grandinės srovės vertė, mA

I_C – kolektoriaus grandinės srovės vertė, mA

I_S – srovės šaltinio srovės vertė, mA

K_{dB} – stiprinimo koeficientas, dB

N_{pr} – prototipo triukšmo lygis, mV

N_B – bendras triukšmo lygis, mV

N_o – oscilografo triukšmo lygis, mV

P_{loss} – prarandama energijos dalis, dB

SH – oscilografo ekrano plotis, mV

T_{Rn} – n-tojo kaskado pereinamosios charakteristikos fronto kilimo trukmė, ps

U_{max} – maksimali signalo dviguboji amplitudė, V

V_{SWR} – stovinčiųjų bangų koeficientas, neturintis dimensijos

V_+ , V_- – teigiamo ir neigiamo diferencinės poros pečių kolektorių potencialų vertės, V

V_{pad} – oscilografo vertikalios skalės nustatymas, neturintis dimensijos

V_{com} – nuolatinė įtampas dedamoji, V

Z_c – parazitinių talpų impedansas, Ω

Γ – atspindžio koeficientas, neturi dimensijos

ΔF – praleidžiamų dažnių juostos plotis, GHz

τ – pereinamosios charakteristikos fronto trukmė, ps

ASK – analoginis skaitmeninis keitiklis

DSO (angl. *Digital storage oscilloscope*) – skaitmeninis oscilografas su atmintimi

DPO (angl. *Digital phosphor oscilloscope*) – skaitmeninis fosforinis oscilografas

DAch – dažninė amplitudinė charakteristika

DFch – dažninė fazinė charakteristika

DC (angl. *Direct current*) – nuolatinė srovė

MSO (angl. *Mixed signal oscilloscope*) – mišriojo signalo oscilografas

MOP – metalas oksidas puslaidininkis

PCB (angl. *Printed circuit board*) – spausdintinė plokštė

PTH (angl. *Plated-through holes*) – išvadinis komponentas

RF (angl. *Radio frequency*) – radijo dažnių ruožas

SPICE (angl. *Simulation program with integrated circuit emphasis*) – grandynų modeliavimo programa

SMA (angl. *SubMiniature version A*) – koaksialinio kabelio jungties formatas

SMD (angl. *Surface-mount device*) – paviršinio montažo įrenginys

USB (angl. *Universal serial bus*) – universalusis duomenų perdavimo protokolas

VSWR (angl. *Voltage standing wave ratio*) – stovinčių bangų koeficientas

ĮVADAS

Darbo aktualumas ir tikslas

Šiuolaikinės elektronikos sparta vis didėja, o jos projektavimo ir gamybos sudėtingumas auga. Šis spartos ir įgyvendinimo sudėtingumo augimas lemia vis didesnę paklausą matavimo įrenginiams, leidžiantiems atlikti sudėtingiausių įrenginių projektavimo, testavimo ir gamybos darbus. Vienas iš pagrindinių elektronikos inžinieriaus darbo įrankių yra oscilografas. Greitas, patikimas ir tikslus oscilografas leidžia atlikti sudėtingiausių įrenginių problemų identifikavimą bei, įvertinus gautus duomenis, pasiūlyti efektyviausius šių problemų sprendimo būdus. Atitikti šiuolaikinių oscilografų pramonėje keliamus standartus galima tik atlikus išsamius, nuodugnius ir kruopščius projektavimo ir tyrimo darbus. Norint pasiūlyti geriausią kainos ir kokybės santykį, būtina investuoti į naujų produktų prototipų projektavimą ir tyrimą.

Šiuolaikiniai oscilografai yra gaminami naudojant daugybės specialistų žinias ir kompetencijas. Oscilografas, kaip ir dauguma kitų šiuolaikinių įrenginių, turi tiek skaitmeninę, tiek analoginę sistemos dalis. Šiame darbe nagrinėjama oscilografo analoginė dalis, dar vadinama oscilografo įėjimo stiprintuvu (angl. *front-end amplifier*). Oscilografo stiprintuvo paskirtis – priderinti matuojamą signalą įtaiso įėjime prie oscilografe naudojamo ASK. Nuo įėjimo stiprintuvo priklauso: oscilografo maksimali praleidžiamų dažnių juosta, įėjimo dinaminis diapazonas, ekrane matoma atsitiktinių triukšmų amplitudė, tiesinių ir netiesinių iškreipimų dydžiai, oscilografo įėjimo atspindžio koeficiento vertė. Visi šie parametrai yra labai svarbūs atliekant matavimus RF dažnių ruože.

Darbo tikslas yra sukurti įėjimo stiprintuvą realiojo laiko oscilografui, kurio pralaidumo juosta siektų ne mažiau nei 2,5 GHz, o dinaminis diapazonas – 10 mV/div–1 V/div.

Darbo uždaviniai

Iškeltam tikslui pasiekti buvo sprendžiami šie uždaviniai:

- Atlikti panašių matavimo prietaisų analizę, kuria remiantis sukurti realiojo laiko oscilografo stiprintuvo struktūrinę, principines elektrines schemas bei suprojektuoti šio stiprintuvo prototipą;
- Atlikti stiprintuvo prototipo testavimą ir tyrimus plačiame jo veikimo diapazone: išmatuoti praleidžiamų dažnių juostą, dinaminį diapazoną, saugius įėjimo įtampos lygius, stiprintuvo triukšmą, pereinamąją charakteristiką;
- Išanalizuoti prototipo charakteristikas, palyginti prototipą su analogais bei pasiūlyti galimus patobulinimus ir tolimesnes vystymo kryptis.

Naudoti tyrimo ir analizės metodai

Principinės elektrinės schemos parametrus įvertinti buvo atliktas schemos parametrų kompiuterinis modeliavimas. Atliekant prototipo principinės elektrinės schemos modeliavimą buvo naudojama SPICE pagrindu paremta programinė įranga „TINA-TI“. Prototipo spausdintinė plokštė suprojektuota naudojant „PICAD“ programinį paketą. Spausdintinės plokštės takelių impedansui apskaičiuoti naudota „Saturn PCB Design“ programinė įranga.

Matuojant prototipo realias charakteristikas buvo naudojamosi didžiausių oscilografų gamintojų pateikiamomis matavimo metodikomis. Atliekant amplitudinių parametrų tyrimą buvo naudojamas žemų dažnių DS1302CA oscilografas bei laisvos formos signalų AFG3051C generatorius. Laikiniais parametrams matuoti buvo naudojamas „Leo Bodnar“ greitų impulsų generatorius ir aukštadažnis stroboskopinis oscilografas „PicoScope 9300“. Prototipo dažninė amplitudinė charakteristika įvertinta taikant kintamojo dažnio pastoviosios amplitudės signalo metodą. Signalui generuoti buvo naudojamas aukštųjų dažnių harmoninių virpesių HMC-T2240 generatorius. Išėjimo galiai matuoti buvo naudojamas galios N1914A matuoklis su N8485A galvute. Prototipo įėjimo atspindžio koeficiento priklausomybė nuo dažnio įvertinta naudojant vektorinį grandynų analizatorių „PicoVNA“ ir pakartotinai patikrinta naudojant T3SP15D reflektometrą.

Darbo naujumas ir praktinė nauda

Pasaulyje vos kelios kompanijos gamina oscilografus, kurių praleidžiamų dažnių juosta viršija 1 GHz. Dar mažiau šių kompanijų yra Europoje. Turint omenyje didelę oscilografų reikšmę šiuolaikinėje pramonėje, šių technologijų vystymas yra svarbus siekiant užtikrinti Europos technologinio sektoriaus konkurencingumą pasaulio rinkoje. Baigiamojo darbo tema buvo pasiūlyta ir atliekama su įmonės „Eltesta“ parama. „Eltesta“ – tai britų įmonės „Pico Technology“ patronuojamoji įmonė, kurios veikla apima pikosekundinių trukmių signalų matavimo įrenginių projektavimą ir gamybą.

Sukurtas stiprintuvas gali būti naudojamas kuriant 1–2,5 GHz oscilografus. Duomenys, gauti atlikus matavimus ir tyrimus, gali būti panaudoti tolesniam įmonės gaminamų produktų tobulinimui. Patirtis, gauta rengiant baigiamąjį darbą, leis įmonei sutaupyti papildomų išteklių kuriant naujus ateities produktus.

Darbo struktūra

Darbą sudaro įvadas, keturi skyriai, išvados ir literatūros sąrašas. Atskirai pridėti trys priedai. Pirmame darbo skyriuje atliekama realiojo laiko oscilografo vertikaliojo trakto struktūros ir paskirties apžvalga. Taip pat apžvelgiamos panašių įrenginių techninės specifikacijos. Antrame darbo skyriuje apžvelgiama realiojo laiko oscilografo stiprintuvo prototipo projektavimo eiga. Trečiame darbo

skyriuje atliekamas sukurto prototipo eksperimentinis tyrimas. Ketvirtame skyriuje pateikiama gautų rezultatų analizė ir pasiūlomos tolimesnės įrenginio tobulinimo kryptys.

1. REALIOJO LAIKO OSCILOGRAFŲ ANALITINĖ APŽVALGA

Oscilografas – vienas pagrindinių įtaisų elektriniams signalams atvaizduoti. Pagal rinkos tyrimų bendrovės „Technavio“ atliktą tyrimą, 2017–2021 metų pasaulinės oscilografų rinkos prieaugis sieks apie 6 % per metus [1]. Oscilografų paklausa, tikėtina, augs besiplečiant daiktų interneto (angl. *internet of things, IoT*) technologijų kryptimi. „Technavio“ analitikai pažymi, kad vartotojų elektronikos įrenginių spartos augimas lemia aukštesnių dažnių oscilografų paklausos augimą. Šiuo metu vos kelios kompanijos pasaulyje siūlo realiojo laiko oscilografus su praleidžiamų dažnių juosta, viršijančia 1 GHz: „Tectronix“, „LeCroy“, „Keysight“, „Rigol“, „Rohde&Schwarz“. Analitinės apžvalgos skyriuje aprašysime pagrindinius oscilografų tipus, realiojo laiko oscilografo vertikaliojo trakto stiprintuvo struktūrą ir paskirtį. Apžvelgsime keletą pagrindinių gigahercų eilės pralaidumo juostos realiojo laiko oscilografų.

Magistro darbas rengiamas pagal įmonės „Eltesta“ pasiūlytą temą. Įmonės pagrindinė veikla apima pikosekundinių laiko intervalų matavimo įrenginių gamybą. Pagrindiniai gaminami įrenginiai – stroboskopiniai oscilografai. Tema buvo pasiūlyta siekiant sužinoti, kokios pralaidumo juostos stiprintuvus galima sukurti naudojant diskretinius, laisvai prieinamus rinkoje įrenginius. „Eltestoje“ gaminami USB oscilografai, t. y. įrenginiai, kuriuos galima naudoti tik kartu su asmeniniame kompiuteryje įdiegta programa. Atsižvelgiant į tai, analoginių įtaisų apžvalgoje bus akcentuojamasi į panašaus tipo įrenginius, kadangi tiriamas įtaisas rinkoje konkuruotų būtent su šiais įtaisais.

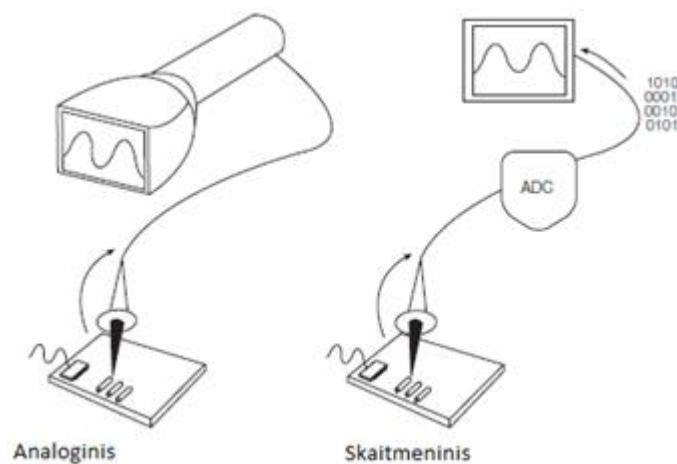
1.1. Oscilografų klasifikavimas

Oscilografas – įrenginys, skirtas stebėti ir atvaizduoti elektrinio signalo formą. Šis įrenginys yra naudojamas daugelyje elektronikos, medicinos, mokslo ir pramonės sričių, kadangi absoliučią daugumą sistemų galima tirti stebint juose sklindančius elektrinius ir kitus, transformuotus į elektrinius, signalus. Pagal paskirtį oscilografai gali būti skirstomi į bendros paskirties bei specializuotus įrenginius. Specializuotiems oscilografams galima priskirti medicinoje naudojamus įrenginius kardiogramoms ir encefalogramoms stebėti. Šiame skyriuje sutelksime dėmesį į bendros paskirties oscilografus, aptarsime jų tipus bei signalo apdorojimo principus.

Kaip ir visa elektroninė įranga, oscilografai gali būti suskirstyti į dvi dideles grupes – analoginius ir skaitmeninius. Analoginių ir skaitmeninių oscilografų veikimo iliustracijos pateikiamos 1.1 paveiksle. Analoginiai oscilografai veikia atvaizduodami nenutrūkstamus įtampos signalus. Šie oscilografai įėjimo signalą siunčia į elektroninį vamzdį. Pozicionavimo sistemomis elektronų pluoštas yra siunčiamas į liuminoforinį ekraną, kuriame palieka tiriamo signalo formos pėdsaką. Skaitmeniniai oscilografai nenutrūkstamą įtampos signalą paduoda į ASK, kurio išėjime gaunama

skaičių, atitinkančių įėjimo signalą, seka. Duomenų sekų rinkimas yra tęsiamas iki tol, kol nebus surinkta pakankamai sekų signalui atvaizduoti ekrane.

Šiuo metu pasaulinėje rinkoje analoginiai oscilografai yra išstumti skaitmeninių. Tai nulemta technologijų šuolio, nes skaitmeniniai oscilografai siūlo naudotojui ne tik tikslumą, palyginamą arba didesnį nei jų analoginis atitikmuo, bet ir tokias galimybes kaip signalų formos saugojimas, kurių analoginis oscilografas suteikti negali. Šiuo metu rinkoje pasiekiami keli skaitmeninių oscilografų variantai, kurių skirtumų ir veikimo principų supratimas yra būtinas tikslingam įtaisui parinkti, atliekant vieną ar kitą matavimą.



1.1 pav. Skaitmeninio ir analoginio oscilografų veikimo iliustracija [2]

Vienas didžiausių oscilografų gamintojų pasaulyje „Tectronix“ oscilografus klasifikuoja į 4 kategorijas [2]:

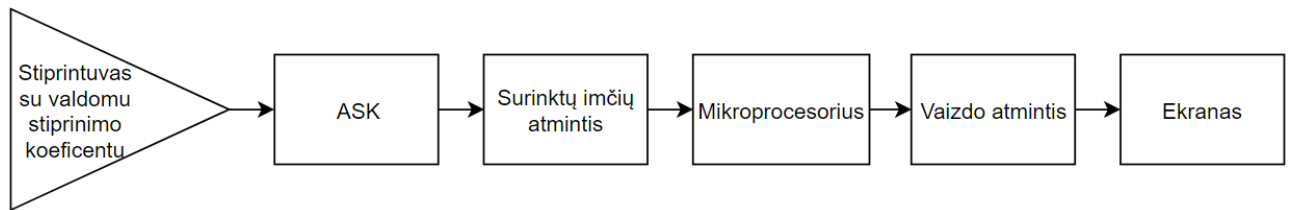
- skaitmeniniai oscilografai su atmintimi (DSO);
- skaitmeniniai fosforiniai oscilografai (DPO);
- mišriojo signalo oscilografai (MSO);
- stroboskopiniai oscilografai (angl. *Sampling oscilloscopes*).

Pirmosios trys grupės atlieka vienetinio signalo formos fiksavimą, stroboskopai signalo atvaizdą surenka iš šimtų pasikartojančio signalo periodų.

1.1.1. Skaitmeniniai oscilografai su atmintimi

Skaitmeniniai oscilografai su atmintimi – vieni dažniausiai naudojamų oscilografų tipų. Šių įrenginių struktūra leidžia stebėti vienetinius (nesikartojančius) įvykius. Signalų imtys yra saugomos oscilografo atmintyje, tai leidžia atlikti surinktų duomenų analizę pačiame oscilografe arba išoriniame kompiuteryje. DSO turi nuoseklią duomenų apdorojimo struktūrą, kuri vaizduojama 1.2 paveiksle. DSO įėjimo signalas paduodamas į vertikaliojo nuokrypio stiprintuvą su valdomu stiprinimo koeficientu. Šis stiprintuvas leidžia keisti tiriamojo signalo padėtį ekrane keičiant stiprintuvo

poslinkį. Koreguojant stiprinimo koeficientą galima gauti skirtingas vertikaliojo trakto voltas/padala reikšmes. Pakoreguotas signalas patenka į ASK, kuriame yra diskretizuojamas į skaitmenines imtis pasirinktu diskretizavimo dažniu. ASK diskretizavimo dažnis gali būti keičiamas tam tikrose ribose. Charakteristikose šis dydis dar vadinamas imtimis per sekundę.

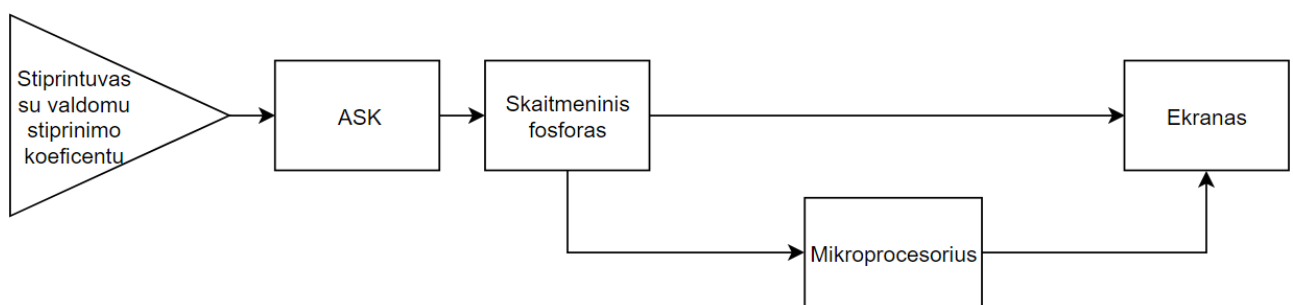


1.2 pav. DSO nuoseklaus apdorojimo struktūra

ASK apdorotos imtys yra perduodamos į surinktų imčių atmintį (angl. *acquisition memory*). Iš šių imčių yra sudaromas signalo vaizdas ekrane. Imčių skaičius, naudojamas gauti vienam vaizdui, yra vadinamas imties ilgiu (angl. *record length*). Oscilografo laikinės sinchronizacijos sistema nustato imties pradžios ir pabaigos taškus. Surinkti taškai toliau perduodami mikroprocesoriui, kuris apdoroja gautus duomenis, valdo jų vaizdavimą ekrane bei priima komandas, gaunamas iš priekinės oscilografo panelės. Priklausomai nuo oscilografo modelio jame taip pat gali būti vaizdo atmintis, leidžianti atlikti tam tikrus signalo atvaizdavimo pakeitimus. Šio tipo oscilografai dažniausiai turi prieštrigerinį (angl. *pre-trigger*) režimą, kuris leidžia pamatyti įvykius prieš trigerio signalą. Pažymėtina, kad tokie oscilografai neturi signalo intensyvumo, arba z ašies, indikatorius.

1.1.2. Skaitmeniniai fosforiniai oscilografai

Skirtingai nuo DSO, DPO signalo apdorojime naudoja lygiagretaus apdorojimo struktūrą, kuri pavaizduota 1.3 paveiksle.



1.3 pav. DPO signalo apdorojimo struktūra

1.3 paveiksle matyti, kad pirmos dvi struktūros pakopos yra tos pačios kaip DSO – tai vertikaliojo nuokrypio stiprintuvas bei ASK. Esminis skirtumas tarp DSO ir DPO yra tame, kad pastarasis gautas signalo imtis saugo duomenų bazėje ir kas 1/30 sekundės (minimalus žmogaus akimi pastebimas dažnis) siunčia jas tiesiai į ekraną. Mikroprocesorius atlieka duomenų analizę lygiagrečiai ir jo greitis neturi įtakos bendram sistemos greičiui. Tai yra svarbu, kadangi nuoseklaus apdorojimo sistemose

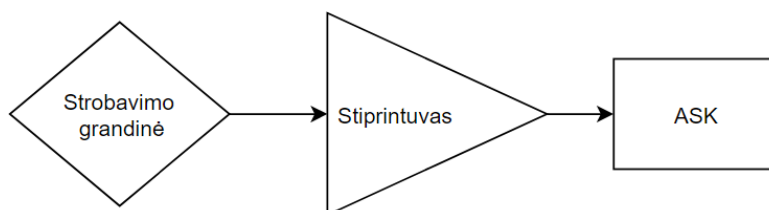
oscilografas gautos imties apdorojimo metu yra „aklas“ ir negali atvaizduoti tuo metu įvykusių pokyčių signale. Tokiu būdu atsitiktinės sistemos klaidos yra labai sunkiai pastebimos. Tuo tarpu DPO surinktas imtis siunčia tiesiai į ekraną, sudėdamas jas vieną ant kitos, kur dažniausiai pasikartojantys taškai yra ryškiausi, o rečiausiai pasikartojantys – blankiausi. Taip yra imituojamas analoginio oscilografo vaizdo intensyvumas, kuris atsirasdavo dėl elektronų smūgių į fosforinį ekraną. Priklausomai nuo elektronų smūgių intensyvumo, fosforas šviečia ryškiau arba blankiau.

1.1.3. Mišriojo signalo oscilografai

Mišriojo signalo oscilografai yra loginio analizatoriaus ir oscilografo junginys. Tokiuose įrenginiuose yra tiek analoginių, tiek skaitmeninių signalų kanalai. Priklausomai nuo nustatytos slenkstinės įtampos vertės, skaitmeniniai kanalai gaunamą signalą atvaizduoja kaip loginį nulį arba loginį vienetą. Jeigu signalo triukšmas ir netolygumai nesiekia slenkstinės įtampos vertės, jie neturės jokios įtakos signalo atvaizdavimui ekrane. Kartu įrengti ir analoginiai kanalai, kurie leidžia įvertinti signalo tikrąją formą. Šio tipo oscilografai dažniausiai turi nuo dviejų iki keturių analoginių įėjimų ir 16 skaitmeninių įėjimų. Tai leidžia tarpusavyje susieti analoginius ir skaitmeninius grandinių signalus. Tokiu būdu pasiekiamas laikinės bazės tikslumas yra nepalyginamai didesnis, nei naudojant atskirai oscilografą ir loginį analizatorių. Dažniausiai tokie oscilografai yra naudojami skaitmeninių schemų derinimui.

1.1.4. Stroboskopiniai oscilografai

Skirtingai nuo DSO ar DPO, strobuojantys oscilografai signalo diskretizavimą atlieka prieš jam patenkant į vertikaliojo trakto stiprintuvą. 1.4 paveiksle pateikta strobuojančio oscilografo struktūra.



1.4 pav. Stroboskopinio oscilografo signalo apdorojimo struktūrinė schema [2]

Pateiktame 1.4 paveiksle matyti, kad įėjimo signalas yra tiesiogiai paduodamas į strobavimo grandinę. Tokia duomenų surinkimo struktūra leidžia naudoti siauresnės dažnių juostos stiprintuvą, kadangi signalo spektras yra perkeliamas į žemesnius dažnius strobavimo įrenginyje. Stroboskopinio oscilografo architektūra leidžia žymiai praplėsti matuojamų signalų dažnių juostos plotį. Toks metodas turi kelis trūkumus: įėjimo dinaminis diapazonas susiaurėja iki strobavimo įrenginio diapazono; taip pat įėjime negalimos jokios diodų tiltelių apsaugos, kadangi jos stipriai susiaurins oscilografo praleidžiamų dažnių juostą. Dažniausiai tokių įrenginių dinaminis diapazonas siekia vos ± 1 V, kai DSO diapazonas gali siekti 5–10 V. Strobuojantys oscilografai leidžia atvaizduoti

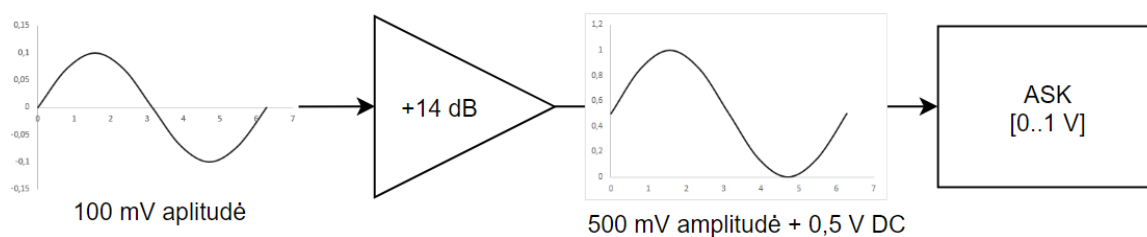
pasikartojančius signalus, kurių dažniai viršija oscilografo ASK diskretizavimo dažnį. Strobuojantys oscilografai šiuo metu sugeba matuoti greičiausius signalus, kurių dažniai siekia šimtus gigahercų.

1.2. Oscilografo įėjimo stiprintuvo paskirtis ir struktūra

Šiame darbe projektuojamas oscilografo įėjimo stiprintuvas, dar vadinamas oscilografo vertikaliuoju arba Y traktu. Poskyryje aprašysime oscilografo vertikalojo trakto paskirtį įrenginyje, akcentuosime trakto atliekamas funkcijas bei oscilografo parametrus, kurių vertės priklauso nuo vieno ar kito vertikalojo trakto įtaiso. Analizuosime klasikinę skaitmeninių oscilografų signalų apdorojimo struktūrą. 1.2.2 poskyryje pateikta struktūra šiuo metu naudojama daugumoje oscilografų su praleidžiamų dažnių juosta, neviršijančia 5–10 GHz. Aukštesnių dažnių oscilografai naudoja kitus metodus, pavyzdžiui, optinę RF signalų kompresiją [4].

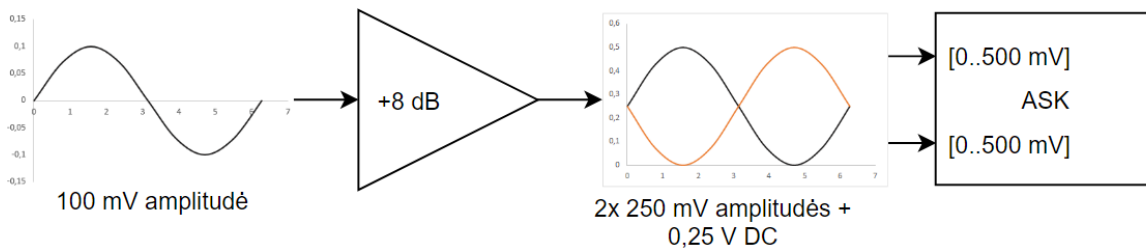
1.2.1. Vertikalojo trakto paskirtis

Realiojo laiko sistemose stiprintuvas atlieka analoginio signalo „ištempimą“ arba „suspaudimą“ iki ASK dinaminio diapazono ribų, kuris dažniausiai siekia 1 V. Signalų pakeitimo iliustracija pateikiama 1.5 paveiksle.



1.5 pav. Signalų pakeitimo iliustracija

Iliustravimui pasirinkta sistema, kurios ASK dinaminis diapazonas tęsiasi nuo 0 V iki 1 V. Įėjimo signalo amplitudė siekia 100 mV ir turi neigiamą pusperiodį. Toks signalas negali būti tiesiogiai paduotas į turimos sistemos ASK. Stiprintuvas kompensuoja signalo nuolatinę dedamąją bei „ištempia“ signalo amplitudę iki ASK dinaminio diapazono ribų. Signalas yra ištempiamas norint išnaudoti visus ASK bitus. Tokiu būdu gaunama aukščiausia raiška ir pagerinamas signalo ir triukšmo santykis ASK įėjime. Toks metodas turi savo trūkumų, kadangi įėjime esantis triukšmas yra stiprinamas kartu su signalu. Šiuolaikinės sparčios ASK mikroschemos dažniausiai naudoja diferencinę įėjimą, kuriuo yra mažinama aplinkos triukšmų įtaka signalui. Tokiu būdu atsiranda dar viena įėjimo trakto funkcija – diferencijuoti įėjime gaunamą signalą. 1.6 paveiksle vaizduojamas toks pakeitimas. Paveiksle matome, kad 100 mV amplitudės signalas suskaidomas į dvi dalis, viena kitos atžvilgiu pasuktas per 180°. Kiekvienas iš „pečių“ yra stiprinamas 8 dB ir paduodamas į ASK įėjimą. ASK diskretizuoja skirtumą tarp dviejų signalų. Matyti, kad sinfazinis triukšmas, atsiradęs abiejuose laidininkuose, nedarys įtakos signalui – tai yra vienas iš pagrindinių diferencinės sistemos privalumų.

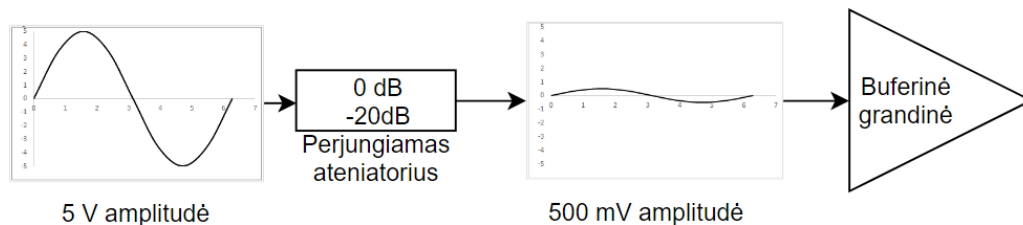


1.6 pav. Signalų pakeitimo į diferencinį iliustracija

Šiuolaikinių aukštųjų dažnių mikroschemų įėjimo įtampų diapazonai siekia kelis voltus. Toks diapazonas yra per žemas tiesiogiai naudoti oscilografo įėjime. Šiai problemai išspręsti realiojo laiko oscilografų įėjime traktuose yra naudojami perjungiami atenuatoriai. Pavyzdžiui, 1.5 ir 1.6 paveiksluose vaizduojamų stiprintuvų minimalus stiprinimo koeficientas yra 0 dB, o išėjimas veikia ne soties režimu iki ± 1 V. Tokiu būdu sistemos įėjimo dinaminis diapazonas siektų:

$$D = V_{Omax} - V_{Omin} = 1V - (-1V) = 2V, \quad (1.1)$$

čia D – dinaminis diapazonas, V_{Omax} – maksimali išėjimo įtampos vertė, V_{Omin} – minimali išėjimo įtampos vertė. Norint praplėsti sistemos dinaminį diapazoną, oscilografo analoginiame trakte yra numatomas perjungiamas signalo atenuatorius. Dažniausiai tokie atenuatoriai turi du arba daugiau signalo kelių, kuriuose amplitudė yra slopinama nuo kelių iki keliasdešimties decibelų. 1.7 paveiksle pateikiama stiprinimo trakto su atenuatoriumi iliustracija.



1.7 pav. Atenuatoriaus veikimo trakte iliustracija

Atenuatorius leidžia susilpninti (-20 dB traktas) arba praleisti signalą be pakeitimų (0 dB traktas). Tiesiogiai stiprintuvo įėjime, 5 V amplitudės signalas įsotintų stiprintuvo įėjimą ir negalėtų būti tinkamai atvaizduotas oscilografo ekrane. Amplitudę sumažinus nuo 5 V iki 500 mV galima išvengti buferinės grandinės įsisotinimo. Atenuatoriai įgyvendinami naudojant elektromechanines relių bei rezistorių konfigūracijas. Tai neišvengiamai paveikia praleidžiamų dažnių juostos plotį bei sukuria signalo formos iškraipymus. Iškraipymai atsiranda dėl relių parazitinių reaktansų aukštuose dažniuose.

Anksčiau aprašyti stiprintuvai ir atenuatoriai yra valdomi keičiant oscilografo vertikaliosios skalės padalų reikšmes. Dažniausiai oscilografai turi 8 vertikaliosios skalės padalus, kurių kiekvienos reikšmė gali būti konfigūruojama nuo 5–10 mV/padalai iki 1, 2, 5 arba 10 V/padalai, priklausomai nuo turimo oscilografo. Keičiant padalų reikšmes automatiškai keičiasi stiprinimo koeficientas bei

atenuatoriaus padėtis. Pavyzdžiui, nustatę oscilografo ekraną 10 mV/padalai, galėsime pamatyti signalą, kurio dviguboji amplitudinė vertė neviršys 80 mV.

$$U_{max} = 8 \times \frac{V}{pad} = 8 \times 10 \text{ mV} = 80 \text{ mV}, \quad (1.2)$$

čia U_{max} – maksimali neapkarpyta signalo dviguboji amplitudinė reikšmė, V/pad – voltų skaičius vienai padalai. Kadangi vaizduojamo signalo maksimali amplitudė neviršija 40 mV, atenuatorius nustatomas 1:1 arba 0 dB trakto padėčiai. Stiprintuvo stiprinimo koeficientas apskaičiuojamas siekiant, kad signalas būtų pritaikytas prie viso ASK diapazono, kuris šiuo atveju lygus 1 V.

$$K_{dB} = 20 \log\left(\frac{1000}{80}\right) = 20 \log(12,5) = 22 \text{ dB}. \quad (1.3)$$

1.3 išraiškoje apskaičiuojamas sistemos stiprinimo koeficientas, kai sistemoje naudojamas 1 V dinaminio diapazono ASK, o vertikaliosios skalės jautrumas nustatomas 10 mV/padalai. Atenuatorius perjungiamas į 0 dB padėtį, o stiprintuvo stiprinimo koeficientas nustatomas į 22 dB. Panašiai samprotaudami galime sužinoti atenuatoriaus padėtį bei stiprinimo koeficientą 2 V/padalai skalėje.

$$U_{max} = 8 \times \frac{V}{pad} = 8 \times 2 \text{ V} = 16 \text{ V}. \quad (1.4)$$

$$K_{dB} = 20 \log\left(\frac{1000}{16000}\right) = 20 \log(0,0625) = -24 \text{ dB}. \quad (1.5)$$

Šiuo atveju reikalingas neigiamas stiprinimo koeficientas, kuris gaunamas perjungus atenuatorių į -20 dB padėtį bei nustačius -4 dB stiprinimo koeficientą stiprintuvui. Anksčiau buvo apsibrėžta, kad minimalus pavyzdinio stiprintuvo stiprinimo koeficientas yra 0 dB. Tai reiškia, kad tokioje sistemoje 2 V/padalai įgyvendinti nepavyktų dėl dinaminio diapazono trūkumo. Bendras oscilografo sistemos dinaminis diapazonas apskaičiuojamas sudėjus atenuatoriaus ir stiprintuvo decibelų diapazonus:

$$D_{dB} = D_{at} + D_{stip}. \quad (1.6)$$

Žinodami šį diapazoną galime apsibrėžti minimalų ir maksimalų signalą oscilografo įėjime, kurį sistema galės „ištempti“ arba „sutraukti“ iki ASK dinaminio diapazono [3]:

$$FS_{min} = \frac{ASK_{peak-to-peak}}{K_{max}}, \quad (1.7)$$

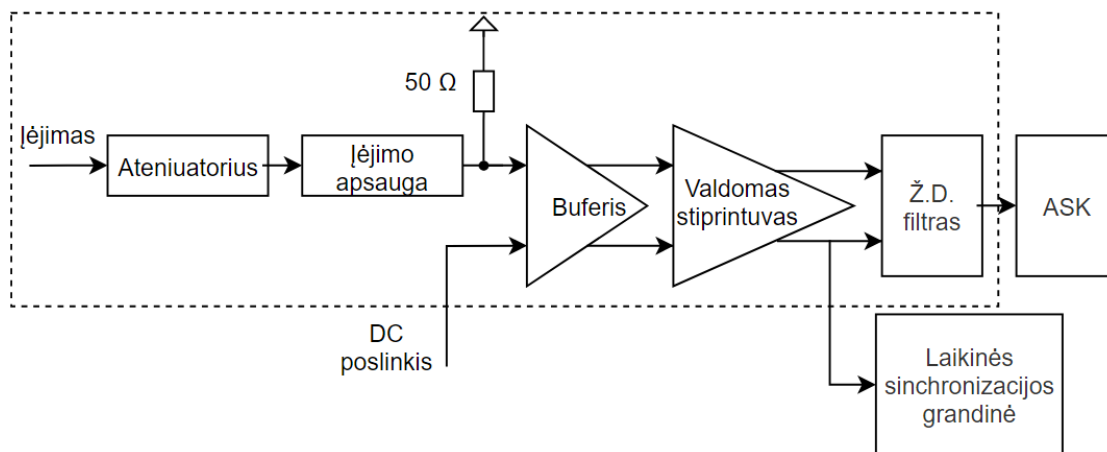
čia FS_{min} – minimali signalo amplitudė, kurią oscilografą „ištempt“ iki ASK skalės maksimumo; $ASK_{peak-to-peak}$ – ASK dinaminis diapazonas; K_{max} – maksimalus sistemos stiprinimo koeficientas;

$$FS_{max} = \frac{ASK_{peak-to-peak}}{K_{min}}, \quad (1.8)$$

čia FS_{max} – maksimali signalo amplitudė, kurią oscilografas „sutrauks“ iki ASK skalės; $ASK_{peak-to-peak}$ – ASK dinaminis diapazonas; K_{min} – minimalus sistemos stiprinimo koeficientas.

1.2.2. Vertikalojo trakto struktūra

Oscilografo vertikalojo trakto struktūra pateikiama 1.8 paveiksle. Pateikta struktūrinė schema yra klasikinė struktūra, naudojama daugumoje realiojo laiko oscilografų iki 5 GHz. 1.2.1 poskyryje buvo aptarta bendra vertikalojo trakto stiprintuvo paskirtis. Šiame poskyryje apžvelgsime vertikalojo trakto stiprintuvo vidinę struktūrą. Išsiaiškinsime vidinės struktūros komponentų funkcinę paskirtį. Punktyrine linija pažymėtas analoginio signalo kelias iki ASK ir laikinės sinchronizacijos grandinės. ASK ir sinchronizacijos grandinės blokai palikti iliustraciniais tikslais. Šie komponentai nėra stiprintuvo dalis ir šiame darbe nebus nagrinėjami.

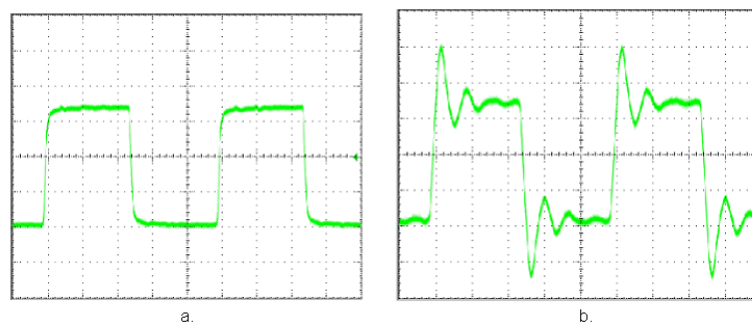


1.8 pav. Įėjimo trakto struktūrinė schema (50 Ω traktas)

Signalas įėjime praeina atenuatorių, kurio paskirtį nagrinėjome 1.2.1 poskyryje. Po atenuatoriaus signalas pereina įėjimo apsaugos bloką. Įėjimo apsauga apsaugo buferį nuo perkrovos. Anksčiau minėjome, kad atenuatoriaus padėtis bei stiprintuvo stiprinimo koeficientas priklauso nuo nustatytos vertikaliosios skalės padalos reikšmės. Vartotojui nustačius skalės reikšmę, kurioje atenuatoriaus padėtis nustatoma į 1:1 padėtį, ir įėjime prijungus aukštos amplitudės signalą, gautume situaciją, kai buferinės grandinės įėjimas veikiamas pavojingos įtampos reikšmės. Šiai situacijai išvengti naudojama įėjimo apsauga, dažniausiai sudaroma iš diodų, kurie apriboja maksimalią įtampos reikšmę buferinės grandinės įėjime. Įėjimo apsauga neišvengiamai paveikia praleidžiamų dažnių juostą ir prideda papildomų parazitinių elementų signalo trakte.

Po įėjimo apsaugos signalas patenka į buferinę grandinę. Dažniausias buferinės grandinės pritaikymas – izoliuoti matuojamą ir matavimo grandines, t. y. transformuoti signalo pilnutinę varžą. Projektuojant realiojo laiko oscilografo buferinę grandinę turi būti užtikrinta galimybė pakeisti įėjimo

signalu nuolatinę dedamąją (įėjimo DC poslinkis arba angl. *offset*), užtikrinti stabilų $50\ \Omega$ įėjimo pilnutinę varžą visame dažnių ruože ir užtikrinti vieno kanalo signalo konvertavimą į diferencinį. Analoginis poslinkis (angl. *analog DC offset*) yra oscilografo funkcija, leidžianti prie įėjimo signalo pridėti arba atimti tam tikrą nuolatinės įtampos dedamąją. Ši funkcija leidžia geriau išnaudoti oscilografo vertikalios rezoliuciją matuojant mažos amplitudės signalus su didele nuolatinės įtampos dedamąja. Tipinė šios funkcijos panaudojimo sritis – žemų įtampų diferencinio signalo pozicionavimas. Projektuojant aukštųjų dažnių signalų matavimo įrenginius būtina užtikrinti stabilų $50\ \Omega$ pilnutinę varžą. Tai daroma norint išvengti signalų atspindžių. Žinoma, kad signalo bangos ilgiui esant perdavimo linijos ilgio eilės, laidininkas, kurio perduodamas signalas turi būti traktuojamas kaip ilgoji linija. Kai nėra suderinami signalo generatoriaus, perdavimo linijos ir oscilografo įėjimo impedansai, linijoje sklinda atspindžiai, iškreipiantys oscilografe matomą vaizdą. 1.9 paveiksle parodomos dvi signalo laiko diagramos: a) kai linija yra suderinta, b) kai linija nėra suderinta. Matyti, kad esant nesuderintai linijai signalo forma yra iškreipiama, atsiranda perviršis (angl. *overshoot*) bei pailgėja nusistovėjimo trukmė (angl. *settling time*).



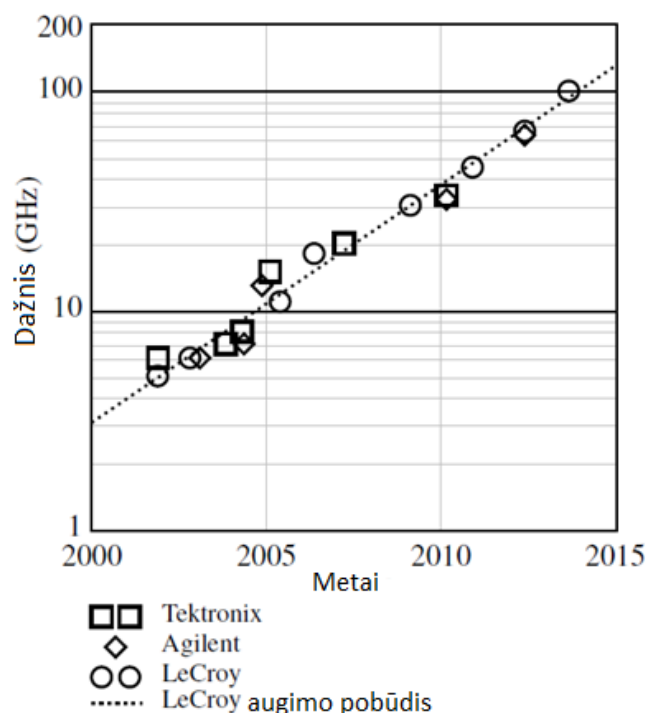
1.9 pav. a) Suderinta linija, b) nesuderinta linija

Valdomas stiprintuvas atlieka signalo priderinimo prie ASK diapazono funkciją. Po valdomo stiprintuvo naudojamas žemų dažnių filtras. Šio filtro paskirtis yra eliminuoti aukšto dažnio harmonikas, kurios galėjo atsirasti signale dėl iškraipymų, sukurtų buferinėje ir valdomo stiprintuvo grandinėse. ASK įėjime esančios harmonikos, kurių dažnis viršija Naikvisto dažnį, sukuria nepageidaujamą efektą, kai aukštesnio dažnio komponentų spektras „užsideda“ ant žemesnių dažnių spektro ir iškreipia signalo atvaizdą oscilografo ekrane. Šio efekto išvengti galima prieš ASK pridėjus žemų dažnių filtrą, kurio pralaidumo juosta neviršija ASK Naikvisto dažnio. Papildomam įtaiso funkcionalumui šis filtras kartais padaromas su keliomis pralaidumo juostomis.

1.3. Analogiškų įtaisų apžvalga

Skaitmeninių oscilografų rinkos lyderių, tokių kaip „Tectronix“, „Agilent“, „LeCroy“ arba „Keysight“ aukštos klasės produktų praleidžiamų dažnių juosta kasmet auga ~28 %. Tai reiškia, kad rinkoje esančių didžiausių gamintojų oscilografų praleidžiamų dažnių juosta dvigubėja kas 2,8 metus

[5]. 1.10 paveiksle pateikiame grafiką, kuriame vaizduojama trijų didžiausių gamintojų įrenginių pralaidumo juostos priklausomybė nuo metų.



1.10 pav. Oscilografų pralaidumo juostos augimas 21 amžiuje [5]

Paveiksle taškuota linija žymimas „LeCroy“ oscilografų pralaidumo juostos augimo pobūdis. Matyti, kad ir kitų didžiausių gamintojų pobūdžiai yra panašūs. Dar prieš 2015 metus buvo sukurti realiojo laiko oscilografai su praleidžiamų dažnių juosta viršijančia 100 GHz („LeCroy“). Tokių įrenginių įgyvendinimas reikalauja naujausių technologinių sprendimų ir specifinių integrinių grandynų, kurių gamyba nėra pasiekama įmonei „Eltesta“, pagal kurios temą ruošiamas baigiamasis darbas. Oscilografų paklausa pasaulinėje elektronikos rinkoje yra sąlyginai žema [5]. Dėl šios priežasties, realaus laiko oscilografai su pralaidumo juosta virš 1 GHz vis dar kainuoja dešimtis tūkstančių eurų. Šiame darbe bandoma išsiaiškinti ar įmanoma sukurti konkurencingą realiojo laiko oscilografą su pralaidumo juosta iki 1–3 GHz iš diskrečių, rinkoje pasiekiamų, elementų. Skyriuje susitelkiama ties panašios pralaidumo juostos oscilografais. „Eltesta“ specializuojasi USB oscilografų gamyboje, jų įrenginiai yra kompaktiškesni lyginant su staliniais oscilografais, bet gali veikti tik kartu su asmeniniu kompiuteriu. Atsižvelgiant į tai, ypatingas dėmesys skiriamas rinkoje esantiems USB oscilografams, kurių praleidžiamų dažnių juosta pasiekia arba viršija 1 GHz. Darbe projektuojamas ir tiriamas įėjimo stiprintuvas turi įtaką tik vertikaliojo trakto parametrams, todėl šiame skyriuje nenagrinėsime horizontalaus trakto parametrų.

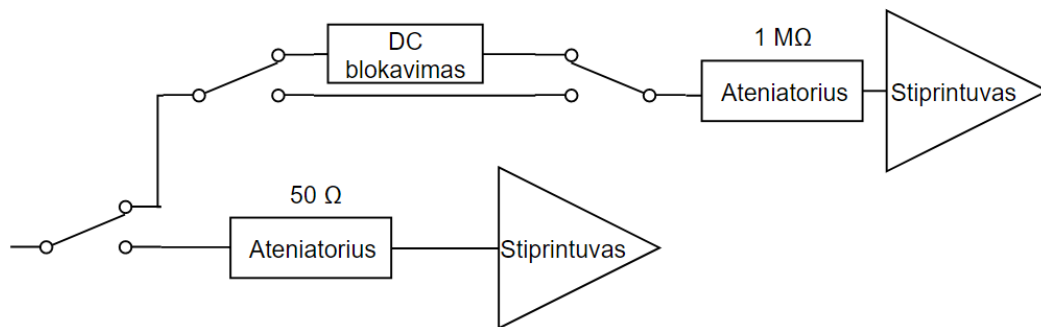
1.3.1. „Keysight Streamline Series P9243A“

„Keysight Streamline Series P9243A“ – tai vienas iš nedaugelio realiojo laiko USB oscilografų su pralaidumo juosta viršijančia 1 GHz. Modelio nuotrauka pateikiama 1.11 paveiksle [6].



1.11 pav. „Keysight Streamline Series P9243A“ [6]

1.11 paveiksle pateikiamas oscilografas kompaktiškas, 177 mm X 335 mm X 50 mm matmenų, 2 kanalų įrenginys. Dėl savo matmenų ir pralaidumo juostos tai vienas pagrindinių potencialaus įtaiso konkurentų. Šio modelio oscilografu garantuojama ne mažesne nei 1 GHz pralaidumo juosta -3 dB lygmenyje. Sistemos DACh taip pat yra įvertinama matuojant pereinamosios charakteristikos fronto kilimo trukmę, kuri šiuo atveju yra ne didesnė nei 450 ps. Techniniame apraše yra nurodoma, kad sistemoje yra galimybė apriboti praleidžiamų dažnių juostą iki 20 MHz. Sistemoje numatyti du impedansai – 50 Ω ir 1 M Ω . 1 M Ω trakte numatyta galimybė filtruoti signalo DC dedamąją. 1.12 paveiksle pateikiama tokio įtaiso numanoma struktūrinė schema.



1.12 pav. P9243A struktūrinė schema (įėjimo apsaugos blokas nerodomas)

Pateiktame 1.12 paveiksle vaizduojama numanoma tiriamo oscilografo vertikaliojo trakto struktūrinė schema. Lyginant su 1.8 paveiksle pateikta schema, įėjime atsiranda papildomas išsišakojimas į 50 Ω ir 1 M Ω traktus. 1 M Ω trakte įgyvendinta DC blokavimo funkcija reikalauja dar dviejų relijų. Nesunku pastebėti, kad papildomas elementų skaičius turės neigiamos įtakos praleidžiamų dažnių juostai. Dažniausiai, 1 M Ω matavimo traktas yra naudojamas aukštesnės įtampos ir žemesnio dažnio matavimams. Vertikaliojo trakto skiriamoji geba siekia 8 bitus, bet kartu yra nurodoma, kad naudojant signalo imčių sumos vidurkio skaičiavimą galima pasiekti 12 bitų skiriamąją gebą. Kanalų triukšmų amplitudė nėra nurodyta. Vertikaliosios skalės rezoliucija nuo 1 mV/pad iki 1 V/pad 50 Ω traktui ir nuo 1 mV/pad iki 5 V/pad 1 M Ω traktui.

1.3.2. „PicoScope 6407“

„PicoScope 6407“ aprašomas ir pateikiamas kaip greitas USB diskretizatorius. Modelio nuotrauka pateikiama 1.13 paveiksle.



1.13 pav. „PicoScope 6407“ [7]

Skirtingai nuo 1.3.1 poskyryje aprašyto modelio, šio oscilografo įėjimo įtampa ribojama iki ± 2 V, o maksimalus įėjimo signalas siekia vos ± 100 mV. Galimas vienas vertikaliosios skalės jautrumo nustatymas – 20 mV/div. Tai reiškia, kad skirtingai nuo 1.12 paveikslė vaizduojamos struktūros, šiame oscilografe nėra atenuatoriaus ir valdomo stiprinimo koeficiento stiprintuvo. Taip pat šiame modelyje nenumatytas signalo DC komponentės filtravimas ir 1 M Ω traktas. Oscilografo pralaidumo juosta siekia 1 GHz, pereinamosios charakteristikos trukmė – 350 ps. Šio modelio kuklūs vertikaliojo trakto parametrai neturi įtakos galutinei įtaiso kainai rinkoje – tiek „Keysight“, tiek „PicoTechnology“ savo produktus siūlo už panašią, 8000–9000 EUR, kainą. Turint omenyje, kad „PicoScope 6407“ parduodamas jau daugiau nei 5 metus galime spręsti, kad rinkoje sąlyginai didelė paklausa tokio tipo įrenginiams.

1.4. Analitinio skyriaus apibendrinimas

Analitinės apžvalgos skyriuje buvo išsiaiškinta, kad komerciniai oscilografai yra skirstomi į keturias kategorijas: realiojo laiko skaitmeniniai oscilografai, realiojo laiko fosforiniai oscilografai, mišriojo signalo oscilografai, strobuojantys oscilografai. Pirmosios trys kategorijos „nufotografuoja“ kiekvieną naują signalo imtį, fiksuoja vienetinius įvykius ir klaidas. Strobuojantys oscilografai signalo periodą surenka iš daugelio signalo imčių ir gali atvaizduoti tik pasikartojančius įvykius. Realiojo laiko oscilografų vertikaliojo trakto struktūra reikalauja daugiau RF komponentų bei greitesnių ASK mikroschemų. Dėl šios priežasties to paties dažnio realiojo laiko oscilografai kainuoja kelis kart brangiau nei strobuojantys oscilografai.

Išsiaiškinta realiojo laiko oscilografo vertikaliojo trakto struktūra bei paskirtis įrenginyje. Iliustruota koku būdu parenkant oscilografo vertikaliosios padalos reikšmę yra nustatomas trakto stiprinimo koeficientas bei atenuatoriaus padėtis. Apskaičiuotas teorinio įrenginio dinaminis

diapazonas. Pateiktas ir išanalizuotas realiojo laiko oscilografo struktūros, naudojamos įtaisuose iki 5 GHz, pavyzdys. Atlikta pagrindinių vertikaliojo trakto parametrų analizė.

Atlikta realiojo laiko oscilografų parametrų vystymosi tendencijos apžvalga. Nustatyti pagrindiniai atliekamo darbo tikslai ir siekiai. Atsirinkti parametrai, pagal kuriuos parenkami apžvalgos modeliai. Apžvelgti du rinkoje esantys USB oscilografai, kurių parametrus bus bandoma pakartoti arba pagerinti. Iš įtaisų techninių specifikacijų ir žinių apie oscilografų veikimo principus sudarytos apžvelgiamų įrenginių struktūrinės schemos.

Išnagrinėjus literatūrą ir pramonėje esančius oscilografų pavyzdžius buvo nustatyta, kad norint sukurti konkurencingą oscilografą jo pralaidumo juosta turi būti ne mažesnė nei 2,5 GHz. Oscilografo dinaminis diapazonas turi būti ne mažesnis nei 10 mV/pad–1 V/pad. Pasiiekti tokią praleidžiamų dažnių juostą bei dinaminį diapazoną galima tik naudojant valdomą signalo atenuatorių. Atsižvelgiant į 1.12 paveikslą pateiktą struktūrą matyti, kad norint sukurti atskirą 1 M Ω traktą reikia projektuoti antrą stiprintuvo grandinę. Šiame darbe bus projektuojamas tik 50 Ω traktas. Pagrindiniai įtaiso projektuojamo įtaiso konkurentai yra „Keysight Streamline Series P9243A“ ir „PicoScope 6407“ todėl galutinis rezultatas bus lyginamas būtent su šių modelių parametrais.

2. REALIOJO LAIKO OSCILOGRAFO STIPRINTUVO PROTOTIPO PROJEKTAVIMAS

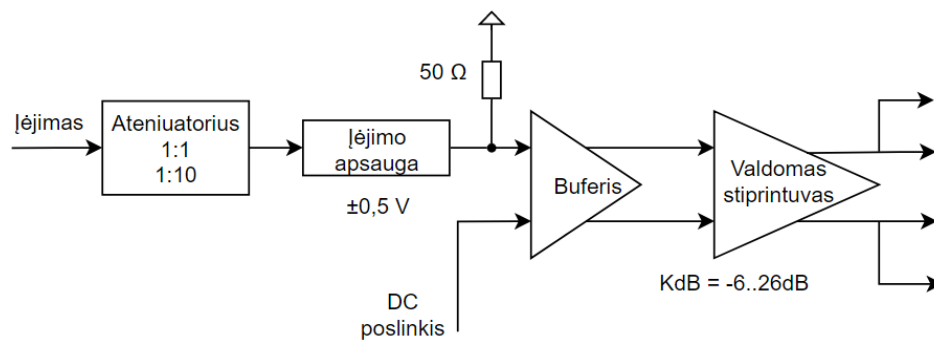
Prototipo kūrimas yra neatsiejamas etapas kiekvieno produkto gamybos procese. Šio etapo rezultatai leidžia įvertinti įgyvendinamo įrenginio komercinės sėkmės perspektyvas, naudojamų techninių sprendimų, elementų patikimumą bei gaunamas charakteristikas. Prototipo bandymai leidžia iš anksto ištaisyti problemas ir klaidas, kurios neišvengiamai atsiranda kuriant sudėtingus elektroninius ir kitus įrenginius. Šiame skyriuje apžvelgiama realiojo laiko oscilografo prototipo projektavimo eiga. Projektavimo eiga suskirstyta į šias pagrindines dalis: struktūrinės schemos sudarymą, principinės schemos modeliavimą ir projektavimą, fizinio prototipo įgyvendinimą. Kiekviename poskyryje plačiai apžvelgsime projektavimo eigą, aplinkybes ir užduotis, kurios turėjo įtakos priimtiems sprendimams.

2.1. Prototipo struktūrinė schema

1.2.2 skyriuje buvo aptarta klasikinė realiojo laiko oscilografo vertikaliojo trakto struktūra. Minėjome, kad ši struktūra naudojama projektuojant daugumą komercinių realiojo laiko oscilografų iki 5 GHz. Būtent tokią struktūrą naudojo „Eltestos“ inžinieriai projektuodami realiojo laiko oscilografą. Kurdami prototipą, siekiame patobulinti ir pagerinti „Eltestos“ inžinierių pasiektą rezultatą. Analizuojant įmonės sukurtą įrenginį buvo identifikuotos pagrindinės problemos, lėmusios projekto neįgyvendinimą. Buvo galimos dvi sprendimo kryptis – visiškas koncepcijos pakeitimas arba jau esamos koncepcijos problemų pašalinimas. Įvertinus turimus išteklius ir turimas technines žinias, buvo nuspręsta pabandyti ištaisyti esamos struktūros problemas.

Atsižvelgiant į rinkoje esančius konkurentus buvo nuspręsta, kad projektuojamo oscilografo pralaidumo juosta turi būti ne mažesnė nei 2–2,5 GHz. Oscilografų rinkoje kol kas nėra USB oscilografų su pralaidumo juosta virš 1 GHz, taigi sugebėjus suprojektuoti tokį įrenginį galima tikėtis tam tikro konkurencinio pranašumo. Projektuojant įrenginius aukštuose dažniuose atsiranda pasiekiamos elementų bazės problema. Jau minėjome, kad didieji oscilografų gamintojai naudoja integrinių grandynų technologijas, kurios nėra pasiekiamos mažesnėms kompanijoms, tokioms kaip „Eltesta“. Viena iš priežasčių, dėl kurių prieš tai „Eltestoje“ kurtas oscilografas neatitiko siekiamų parametrų buvo tai, kad naudoti elementai neatitiko savo specifikacijos aukštuose dažniuose.

2.1 paveiksle pateikiame prototipo struktūrinę schemą. Lyginant su 1.8 paveiksle pateikta klasikine struktūra, prototipo schemoje atsisakyta žemų dažnių filtro. Šio filtro atsisakyta norint įvertinti stiprinimo trakto signalo perdavimą be apribojimų, t. y. nustatyti maksimalų praleidžiamų dažnių juostos plotį. 2.1 pateiktoje schemoje nurodyti skaitiniai blokų parametrai, kuriuos bandoma pasiekti prototipe.



2.1 pav. Prototipo struktūrinė schema

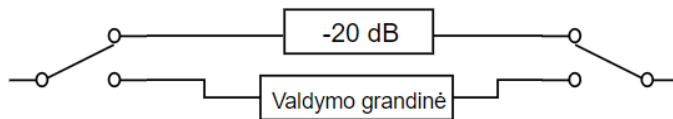
Valdomo stiprintuvo stiprinimo koeficientai parinkti atsižvelgiant į pasiekiamus rinkoje modelius. Atenuatoriaus grandinė kuriama visiškai nauja. Grandinėje numatyti du signalo perdavimo takai, kurių vienas signalą praleidžia jo nepaveikdamas, o kitas susilpnina 20 dB. Įėjimo apsaugos blokas turėtų „nukirpti“ signalą, kurio amplitudė viršija 500 mV, tokiu būdu apsaugodamas buferinę grandinę nuo perkrovos. Buferinė grandinė privalės užtikrinti vienpolio signalo transformavimą į diferencinį, stabilų įėjimo impedansą atenuatoriui esant 0 dB padėtyje, galimybę prie signalo atimti arba pridėti tam tikrą DC komponentę. Prototipo išėjime numatyti keturi išvadai. Du iš keturių išvadų turėtų būti prijungti prie ASK, kiti du išvadai prie oscilografo laikinės sinchronizacijos grandinės. Trumpai apibendrinkime numatytus prototipo parametrus: praleidžiamų dažnių juosta ne mažesnė nei 2,5 GHz, dinaminis diapazonas nuo -26 dB iki 26 dB, maksimali įėjimo įtampos vertė nuo -0,5 V iki +0,5 V, vienpolis signalo įėjimas ir du diferenciniai išėjimai.

2.2. Principinės schemos modeliavimas ir projektavimas

Šio poskyrio tikslas – aptarti 2.1 paveiksle parodytos, suprojektuotos struktūrinės schemos įgyvendinimą, naudojant rinkoje pasiekiamus bendros paskirties komponentus. Principinės schemos projektavimas skiriamas į dvi dalis: tinkamų komponentų parinkimą tiriant jų SPICE modelius ir pasirinktų komponentų preliminarų testavimą. SPICE modeliavimo variklis parinktas dėl šios technologijos plataus naudojimo pramonėje ir didelio nemokamos programinės įrangos pasirinkimo. Šiame darbe buvo pasirinkta „Texas Instruments“ siūloma modeliavimo aplinka „TINA-TI“ [8]. Atlikus schemos elementų kompiuterinį modeliavimą, pasirinkti labiausiai užduotį atitinkantys komponentai. Atrinkti komponentai preliminariai išbandyti naudojant mikroschemų gamintojų siūlomas bandomąsias plokštes. Siekiant struktūrizuoti ir aiškiai išdėstyti projektavimo eigą, kiekviena atskira schemos dalis aprašyta atskirame poskyryje.

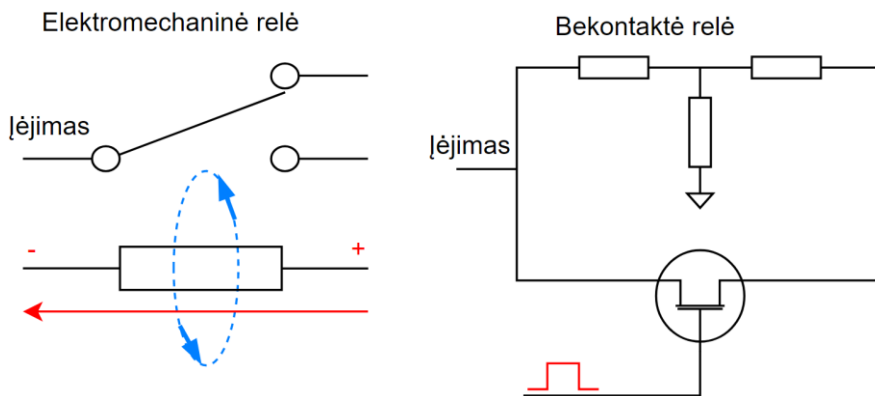
2.2.1. Atenuatoriaus grandinė

2.1 poskyryje buvo nurodyti projektuojamo atenuatoriaus parametrai. Siekiama suprojektuoti valdomą dviejų atskirų signalo takų atenuatorių su stiprinimo koeficientais 0 dB ir -20 dB. Struktūrinė atenuatoriaus schema pateikiama 2.2 paveiksle.



2.2 pav. Atenuatoriaus struktūra

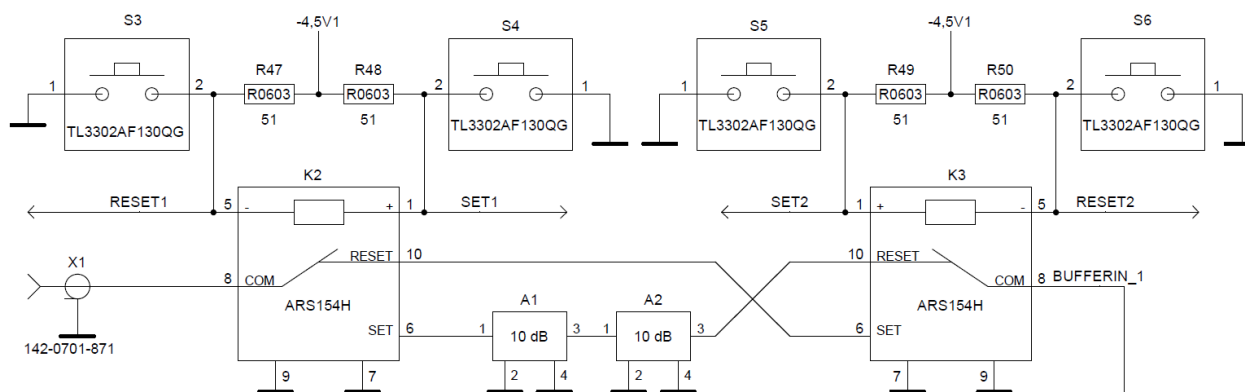
2.2 paveiksle parodyta struktūrinė schema sudaryta iš dviejų relių, atenuatoriaus bloko ir valdymo grandinės bloko. Valdymo grandinės paskirtis – siųsti teigiamo arba neigiamo poliarumo impulsus relių padėčiai perjungti. Signalo silpninimas pasiekiamas naudojant Π arba T rezistorių konfigūraciją. Galimi du relių tipai: bekontaktė relė (angl. *solid state relay*) arba elektromechaninė relė. Elektromechaninėse relėse signalo kelias pakeičiamas fiziškai sujungiant arba atjungiant relės kontaktus, tam naudojamas skirtingo poliarumo magnetinis laukas. Bekontaktėse relėse signalo kelias perjungiamas naudojant puslaidininkinius elementus, dažniausiai tranzistorius. Abiejų relių tipų veikimo iliustracija pateikiama 2.3 paveiksle.



2.3 pav. Bekontaktė ir elektromechaninė relės

Bekontaktės relės paveiksle aiškumo dėlei pavaizduotos jau atenuatoriaus konfigūracijoje. Bekontaktę relę sudaro du puslaidininkiniai elementai, kurių vienas yra įjungiamas ir praleidžia signalą, o kitas išjungiamas ir signalo nepraleidžia. Atenuatoriui įgyvendinti buvo pasirinkta elektromechaninės relės struktūra. Ši struktūra buvo pasirinkta dėl kelių priežasčių: rinkoje pasiekiami daugiau aukštadažnių relių modelių, lyginant su bekontaktėmis relėmis signalas kelyje sutinka mažiau parazitinių talpų. Bekontaktėse relėse signalo kelias eina per atvirą MOP tranzistorių, kuris pasižymi tam tikromis parazitinėmis talpomis tarp išvadų, kurios iškraipytų matuojamą signalą.

2.4 paveiksle pateikiama suprojektuota atenuatoriaus principinė elektrinė schema.



2.4 pav. Atenuatoriaus grandinės principinė schema

Suprojektuota schema atitinka 2.2 paveiksle vaizduojamą struktūrą. Per įėjimo jungtį (X1) signalas patenka į pirmosios relės COM įėjimą. Priklausomai nuo valdymo grandinės padėties signalas pereina tiesiogiai į kitos relės išvadą arba prieš tai per du 10 dB atenuatorius ir tada į kitos relės išvadą. Buvo nuspręsta naudoti ARS154H tipo elektromechanines relės [9]. Šis relės modelis buvo pasirinktas dėl jo žemos kainos ir plačios praleidžiamų dažnių juostos. Nors ta pati signalo perdavimo funkcija gali būti įgyvendinta naudojant vieną 2 įėjimų ir 4 išėjimų dvigubą relę, papildomam įtaiso funkcionalumui buvo pasirinktos dvi 1 įėjimo ir 2 išėjimų relės. Tokia relių konfigūracija leidžia atjungti įėjimo jungtį (X1) nuo matavimo grandinės ir atlikti oscilografo automatinį kalibravimą atmetant būtinybę atjungti bet kokius įėjime esančius signalus. Pagrindiniai ARS154H relės modelio parametrai pateikiami 2.1 lentelėje.

2.1 lentelė. ARS154H pagrindiniai parametrai [9]

Dažnis	Iki 900 MHz	Iki 3 GHz
Stovinčiųjų bangų koeficientas	1,20	1,40
Įnešiniai nuostoliai, dB	0,1	0,35
Izoliacija tarp kanalų, dB	60	35

Pateikiamoje 2.1 lentelėje matyti, kad gamintojas užtikrina relės parametrus iki 3 GHz. Stovinčiųjų bangų koeficientas gali būti apibūrinamas per apkrovos atspindžio koeficientą santykiu, pateikiamu 2.1 išraiškoje [29].

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.1)$$

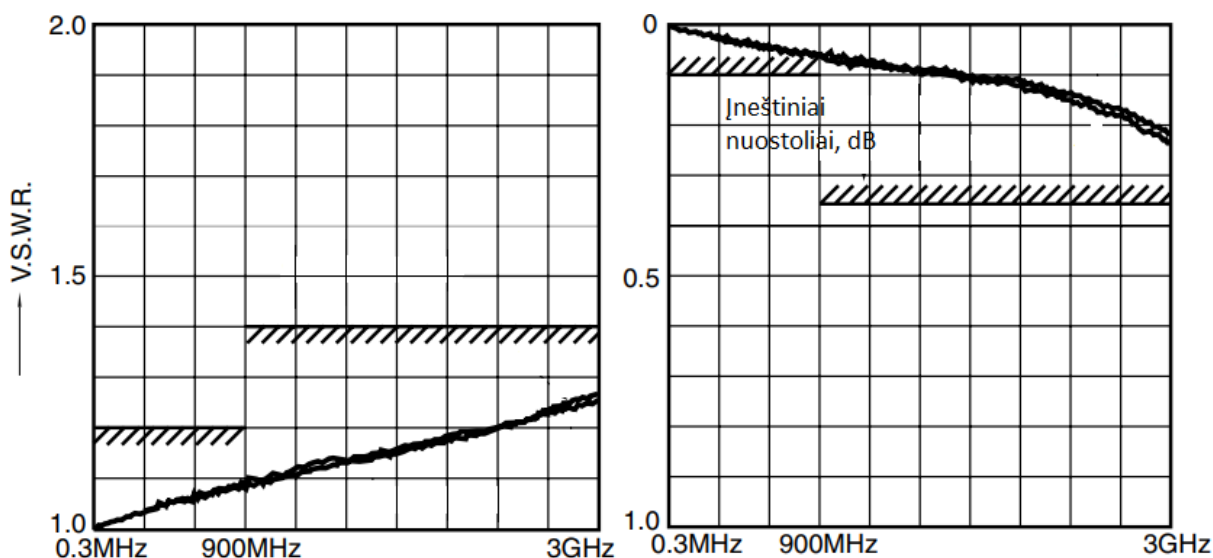
čia $VSWR$ (angl. *Voltage standing wave ratio*) – stovinčiųjų bangų koeficientas, Γ – atspindžio koeficientas. Iš šio santykio galime apskaičiuoti atspindžio koeficientą, t. y. kokia dalis bangos energijos bus atspindėta nuo apkrovos 3 GHz dažnyje. Šios reikšmės apskaičiavimas pateikiamas 2.2 išraiškoje.

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} = \frac{1,40 - 1}{1,40 + 1} \cong 0,17. \quad (2.2)$$

Perskaičiavę gautą reikšmę decibelais ir pridėję prie jos įneštinius nuostolius, galime apskaičiuoti bendrą galios praradimą 3 GHz dažnyje. Bendrų nuostolių skaičiavimas pateikiamas 2.3 išraiškoje.

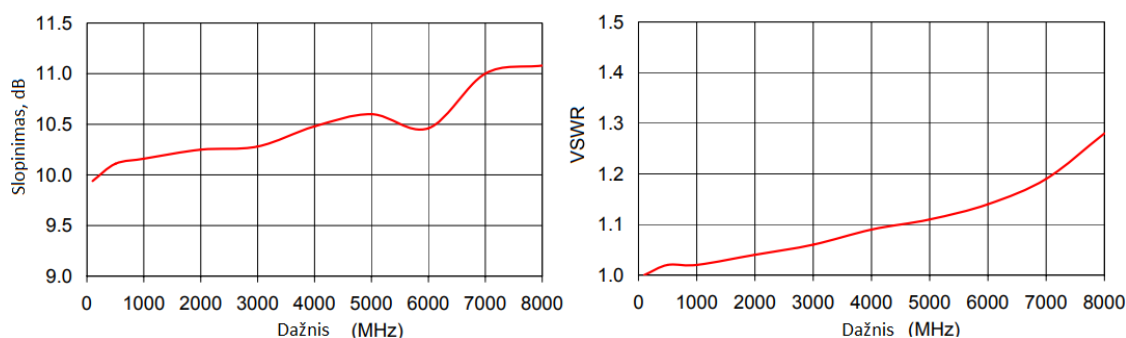
$$P_{loss} = -(20 \times \log(1 - 0,17)) + 0,35 = 1,96 \text{ dB}, \quad (2.3)$$

čia P_{loss} – įėjime prarandama energijos dalis. Turėtų būti pažymėta, kad gamintojas nurodo šiuos parametrus kaip blogiausią įmanomą atvejį. Tipinės VSWR ir įneštinių nuostolių reikšmės pateikiamos 2.5 paveiksle. Pateiktuose grafikuose štrichuotomis linijomis pažymėtos 2.1 lentelėje surašytos VSWR ir įneštinių nuostolių reikšmės. Matyti, kad tipinės ARS154H relės VSWR 3 GHz dažnyje yra tarp 1,2–1,3. Įneštiniai nuostoliai tame pačiame dažnyje yra apie 0,2 dB. Perskaičiavus 2.3 išraišką naudojant tipines reikšmes gaunamas 1,25 dB nuostolis vienai relei 3 GHz dažnyje.



2.5 pav. ARS154H tipinės VSWR ir įneštinių nuostolių reikšmės [9]

Relių perdavimo trakte naudojami du atskiri 10 dB signalų atenuatoriai GAT-10+ [10]. Šių atenuatorių slopinimo koeficiento ir VSWR priklausomybės nuo dažnio pateikiamos 2.6 paveiksle.



2.6 pav. GAT-10+ atenuatoriaus slopinimo ir VSWR priklausomybės nuo dažnio [10]

2.6 pateiktose grafikuose matyti, kad diapazone iki 3 GHz GAT-10+ pasižymi VSWR mažesniu nei 1,1. Atenuatoriaus slopinimo koeficientas nukrypsta nuo 10 dB ribos mažiau nei per 0,6 dB. Toks

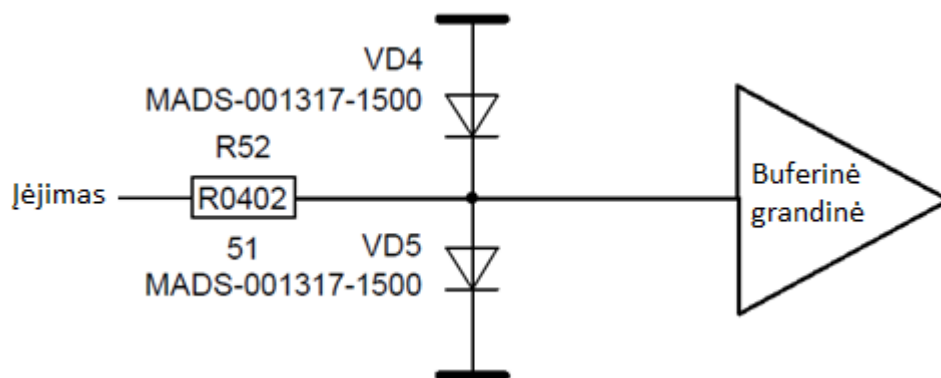
priklausomybių pobūdis leidžia daryti prielaidą, kad šio modelio atenuatoriai nedarys įtakos signalo perdavimo kokybei įtaiso veikimo dažnių diapazone. Atenuatoriaus grandinės relijų valdymas įgyvendintas naudojant elektrinius jungiklius. Priklausomai nuo paspausto jungiklio per relės induktyvumo ritę teka teigiamo arba neigiamo poliarumo srovė. Priklausomai nuo tekančios srovės poliarumo sukurtas magnetinis laukas „pritraukia“ arba „atstumia“ mechaninį jungiklį, tuo pačiu pakeisdamas signalo kryptį.

2.2.2. Įėjimo perkrovos apsauga

2.1 paveiksle pateiktoje struktūrinėje schemoje nurodyta, kad projektuojama $\pm 0,5$ V įėjimo perkrovos apsauga. Oscilografuose įėjimo perkrovos apsaugos funkciją dažniausiai atlieka tam tikra diodų konfigūracija. Kiekvienas diodas pasižymi tam tikromis parazitinėmis talpomis, kurios turi įtakos trakte sklindantiems signalams. Siekiant minimizuoti šių diodų įtaką signalui, buvo pasirinkti ypač aukštųjų dažnių diodų modeliai. Suprojektuota apsaugos schema vaizduojama 2.7 paveiksle. Pateiktoje schemoje naudojami MADS-001317-1500 [11] RF diodai. Šio modelio diodų parametrai pateikiami 2.2 lentelėje.

2.2 lentelė.. MADS-001317-1500 parametrai esant $+25$ °C [11]

Parametrai	Matavimo sąlygos	Vienetai	Minimali reikšmė	Tipinė reikšmė	Maksimali reikšmė
C_J	0 V, 1 MHz	pF	-	0,020	-
C_T	0 V, 1 MHz	pF	0,030	0,045	0,060
R_d	9,5-10,5 mA	Ω	-	4	7
V_F	1 mA	V	0,60	0,70	0,80
V_{BR}	-10 μ A	V	4,5	7	-

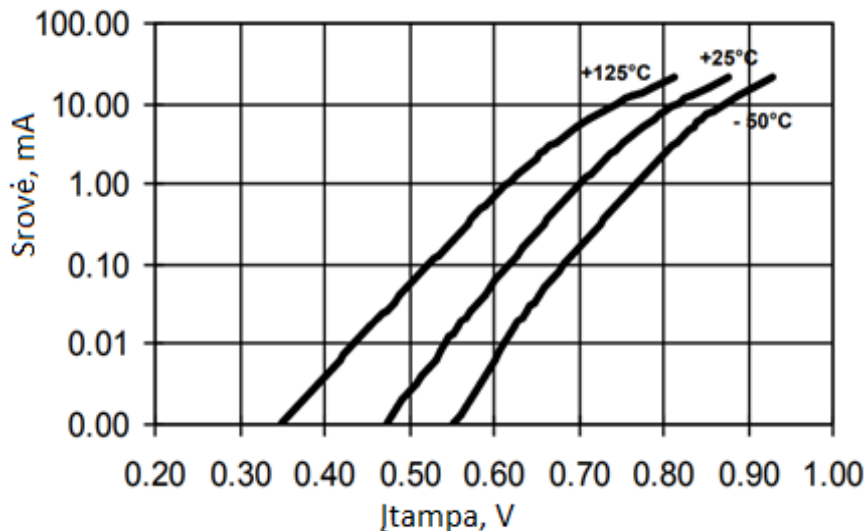


2.7 pav. Įėjimo apsaugos grandinės principinė schema

Pateikiamoje 2.2 lentelėje surašytos pasirinkto diodo sandūros (C_J) ir bendra (C_T) talpos. Bendra diodo talpa siekia 0,045 pF. Tai reiškia, kad dominančiame, 3 GHz, dažnyje uždaros diodo sandūros impedansas sieks:

$$Z_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C_T} = \frac{1}{2\pi \times 3 \times 10^9 \text{ Hz} \times 0,045 \times 10^{-12} \text{ F}} \cong 1,1 \text{ k}\Omega. \quad (2.4)$$

Aukštas diodų parazitinių talpų impedansas turės mažai įtakos įėjimo signalui. 2.8 paveiksle pateikiama gamintojo matuota voltamperinė charakteristika. Pateiktoje charakteristikoje matyti, kad kambario temperatūroje diodas praleidžia 1 mA srovę esant 0,7 V įtampai tarp kontaktų.

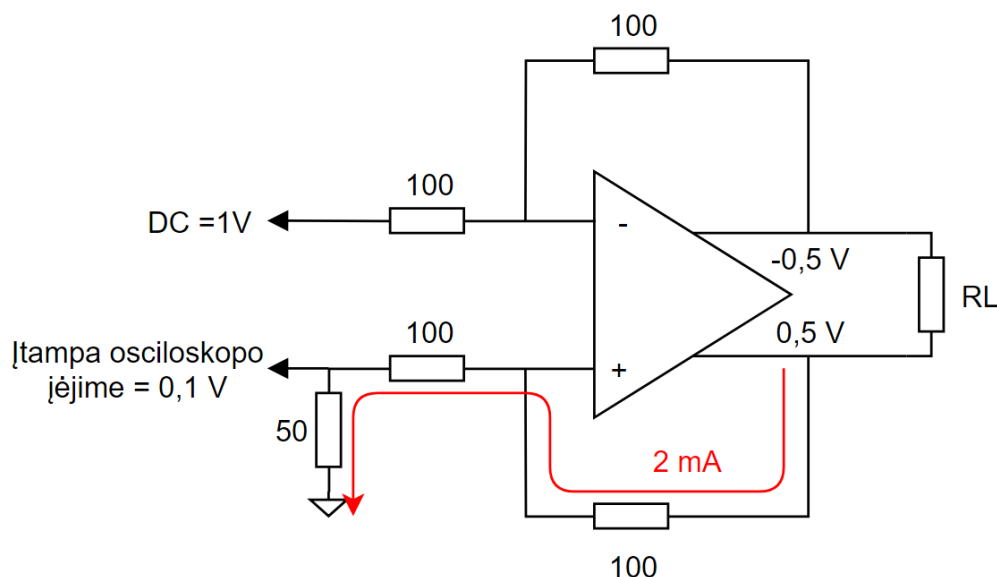


2.8 pav. MADS-001317-1500 diodų voltamperinė charakteristika [11]

Praleidžiama srovė didėja augant įėjimo įtampai ir siekia ~30 mA įėjimo įtampai viršijus 0,85 V. Tai reiškia, kad šie diodai užtikrins įėjimo apsaugą ne nuo $\pm 0,5$ V, kaip buvo planuota, bet $\pm 0,85$ –0,9 V. Atsižvelgus į diodo RF charakteristikas buvo nuspręsta naudoti būtent šį modelį. Kiti projektavimo metu pasiekiami modeliai galėjo daryti įtaką signalo perdavimui dėl savo didelių parazitinių talpų. Kadangi prototipe norima įvertinti stiprintuvo ir atenuatoriaus signalo perdavimo parametrus, naudojami diodai beveik nedarys įtakos signalo iškraipymui ir užtikrins tam tikrą apsaugą bandymų metu. Komercinėje sistemoje šie diodai turėtų būti pakeisti į didesnės maksimalios išsklaidomos galios ir srovės diodus.

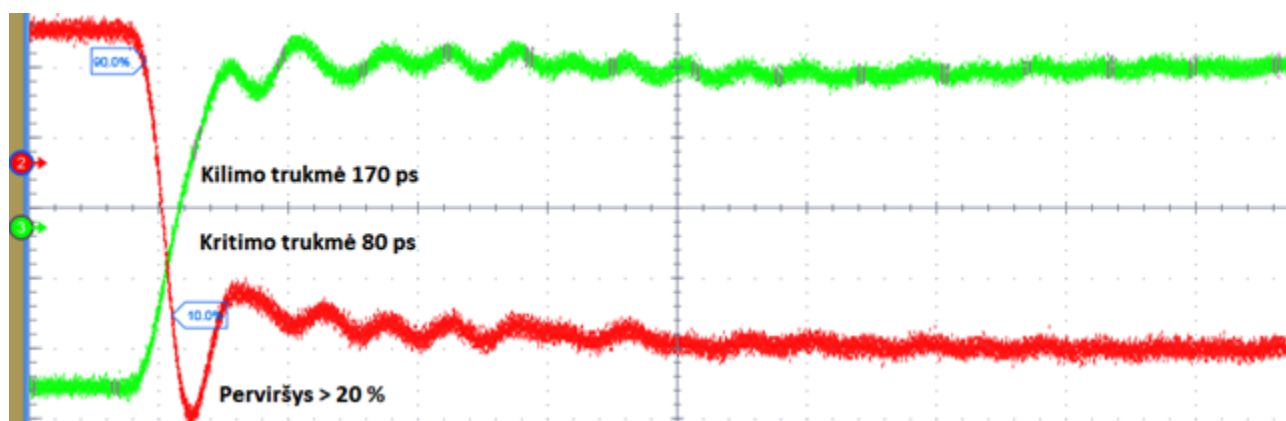
2.2.3. Buferinė grandinė

Buferinės grandinės paskirtis yra užtikrinti aukštą įėjimo ir žemą išėjimo varžas, vieno polio signalą pakeisti į diferencinį ir suteikti galimybę atimti arba pridėti prie signalo nuolatinę įtampos dedamąją. Tokie grandinei įgyvendinti netinka diferenciniai stiprintuvai su išoriniu grįžtamuoju ryšiu, nes, kaip parodyta 2.9 paveiksle, nuolatinė dedamoji viename iš išėjimų sukuria nepageidaujamą įtampos kryptį buferinės grandinės įėjime, kuris galiausiai atsidurtų oscilografo įėjime.



2.9 pav. Stiprintuvo su išoriniu grįžtamoju ryšiu trūkumai

Norint išvengti šios problemos reikia naudoti stiprintuvus su izoliuotu stiprinimo valdymu, pavyzdžiui ADA4960 [12]. Atliekant matavimus su šia mikroschema buvo aptikta, kad stiprintuvo pereinamosios charakteristikos teigiamas ir neigiamas perėjimai nėra vienodi pagal kitimo trukmę ir pagal amplitudę. 2.10 paveiksle pateikiama ADA4960 pereinamoji charakteristika naudojant stiprintuvą vienpolio signalo transformavimo į diferencinį režimę. Pateiktame paveiksle matyti, kad stiprintuvas neužtikrina signalų simetriškumo, dėl to būtina naudoti dar vieną diferencinį stiprintuvą siekiant nesimetrinį signalą paversti tikrai diferenciniu. Siekiant išvengti poreikio naudoti du atskirus operacinius stiprintuvus vienai buferinei grandinei suprojektuoti, buvo nuspręsta ADA4960 pakeisti dviejų diskrečių tranzistorių diferencine pora.



2.10 pav. ADA4960 prototipinės plokštės pereinamoji charakteristika (išmatuota su 4 GHz realiojo laiko oscilografu)

2.11 paveiksle pateikiama dviejų tranzistorių diferencinės poros principinė elektrinė schema. Pateikta schema įėjime esantį vienpolį signalą transformuoja į diferencinį. Abiejų tranzistorių įėjimuose esant vienodai įtampai, srovės abiejuose emiterio grandinėse yra lygios ir jų suma lygi srovės šaltinio tiekiamai srovei. Pagal 1-ąją Kirchhofo dėsnį galime užrašyti:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_S}{2}, \quad (2.5)$$

čia I_S – srovės šaltinio kuriama srovė, I_{E1} ir I_{E2} – Q1 ir Q2 emiterių grandinių srovės. Žinoma, kad tranzistoriui nesant soties būsenoje jo kolektoriaus srovė apytiksliai lygi emiterio srovei:

$$I_{E1} = I_{E2} = I_{C1} = I_{C2}, \quad (2.6)$$

čia I_{C1} , I_{C2} – Q1 ir Q2 kolektoriaus grandinės srovės. Kolektorių grandinėse tekanti vienoda srovė užtikrins vienodus įtampų kryčius ant R2 ir R3 rezistorių. V- ir V+ potencialai taip pat bus tarpusavyje lygūs. Kintant skirtumui tarp tranzistorių bazių potencialų, keisis ir Q1 ir Q2 emiterių srovės. Srovės šaltinis užtikrina, kad srovių suma turi būti vienoda. Todėl vienai iš srovių didėjant kita turi mažėti. Dėl šios priežasties tarp V+ ir V- atsiranda potencialų skirtumas, kurį galima perduoti tolesnėms stiprinimo pakopoms.

Srovės šaltinis suprojektuotas naudojant bendros paskirties BC817 [14] tranzistorių. Tai paprasčiausias vieno tranzistoriaus srovės šaltinis. Grandinės srovės vertė apskaičiuojama pagal formulę:

$$I_S = \frac{-5\text{ V} - 0,7\text{ V} - (-9,5\text{ V})}{82\ \Omega} \cong 50\text{ mA}. \quad (2.7)$$

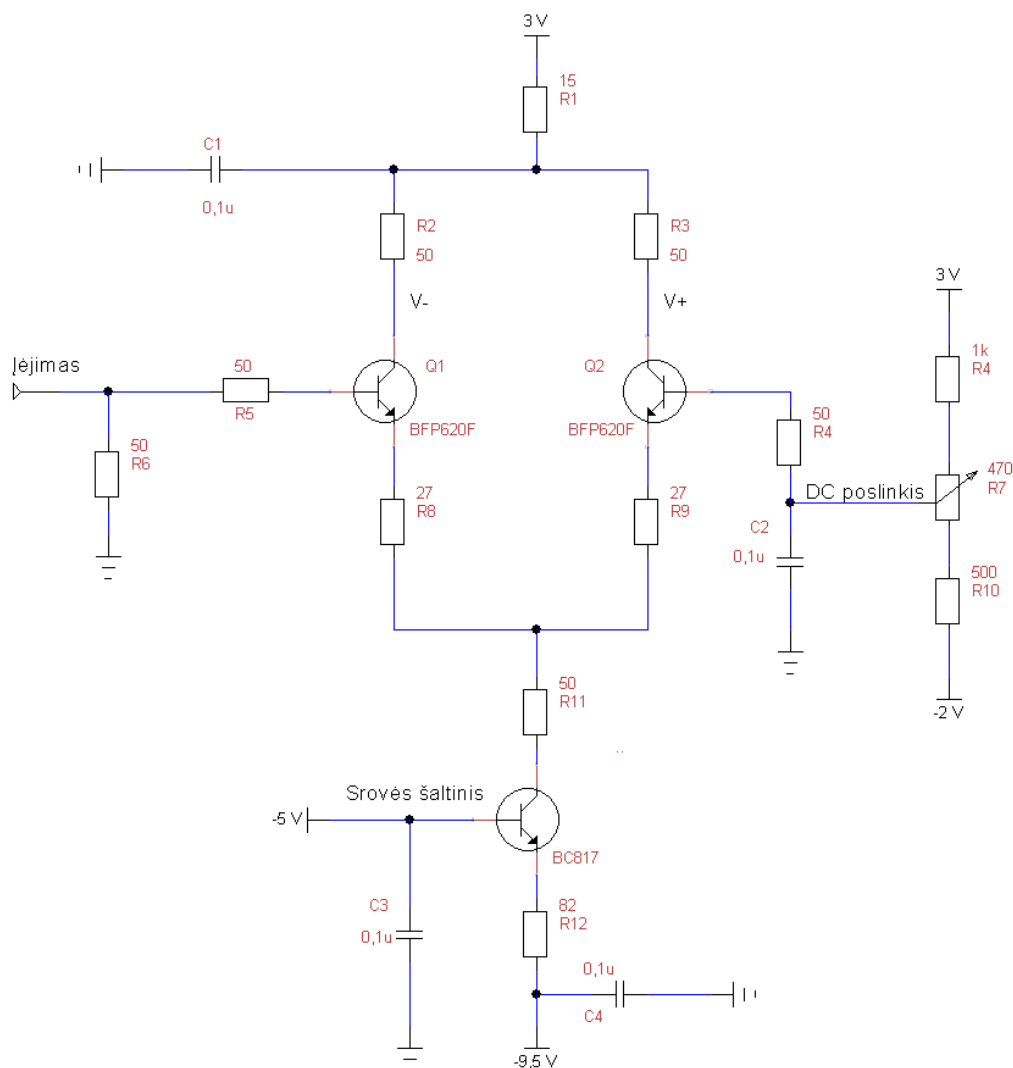
Nesunku įsitikinti, kad ši formulė gaunama žinant, kad tranzistoriui nesant soties būsenoje emiterio srovė apytiksliai lygi kolektoriaus srovei. Iš 2.5 ir 2.6 išraiškų galima apskaičiuoti emiterių ir kolektorių sroves, kai Q1 ir Q2 bazės yra vienodo potencialo:

$$I_{E1} = I_{E2} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{50\text{ mA}}{2} = 25\text{ mA}. \quad (2.8)$$

Žinant šias sroves bei įvertinus įtampos kryptį šuntuojančiame R1 rezistoriuje, galima apskaičiuoti V- ir V+ potencialų vertes:

$$V_+ = V_- = V_{CC} - I_S R_1 - \frac{1}{2} I_S R_2, \quad (2.9)$$

čia V_{CC} – maitinimo įtampa lygi 3 V. Įstačius skaitines reikšmes pateiktas 2.11 paveiksle į 2.9 išraišką gaunamos V+ ir V- reikšmės lygios 1 V. Pagal technines specifikacijas BFP620 tranzistoriaus bazės emiterio sandūros atidarymo įtampa yra 0,8 V. Atsižvelgiant į tai, galima apskaičiuoti, kad tranzistoriaus veikimo taškas nustatytas taip: įtampa tarp kolektoriaus ir emiterio $V_{CE} = 1,8\text{ V}$, kolektoriaus srovė $I_C = 25\text{ mA}$. Schemoje taip pat numatytas valdomas DC poslinkis, kuris paduodamas į Q2 tranzistoriaus bazę. DC poslinkio vertė nustatoma valdant potenciometro R7 varžą ir gali būti nustatyta intervale nuo -1 V iki 1 V. Realiam įrenginyje potenciometras turėtų būti pakeistas skaitmeniniu analoginiu keitikliu. Į schemą įtraukti kondensatoriai C1-C4 atlieka nuolatinių įtampos verčių filtravimą.

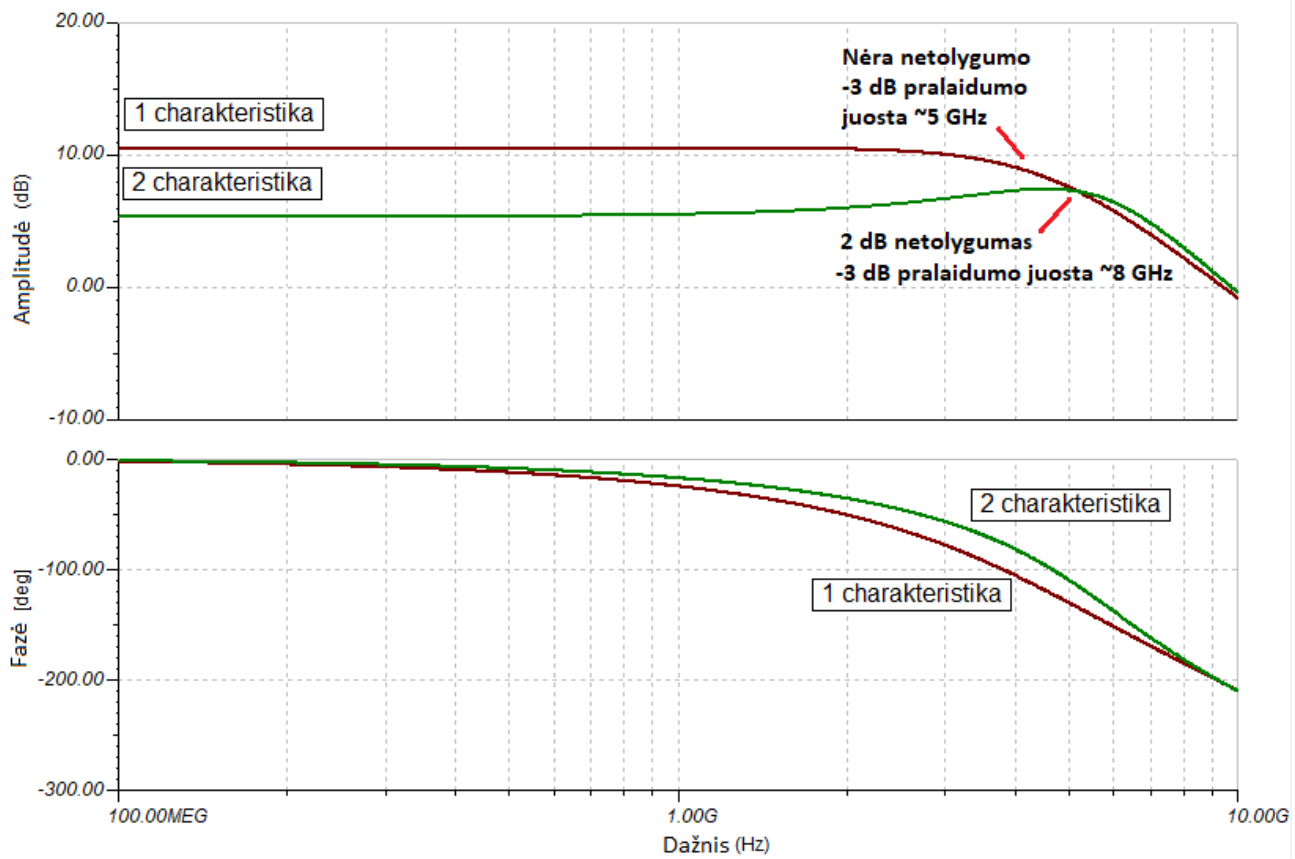


2.11 pav. Dviejų tranzistorių diferencinė pora

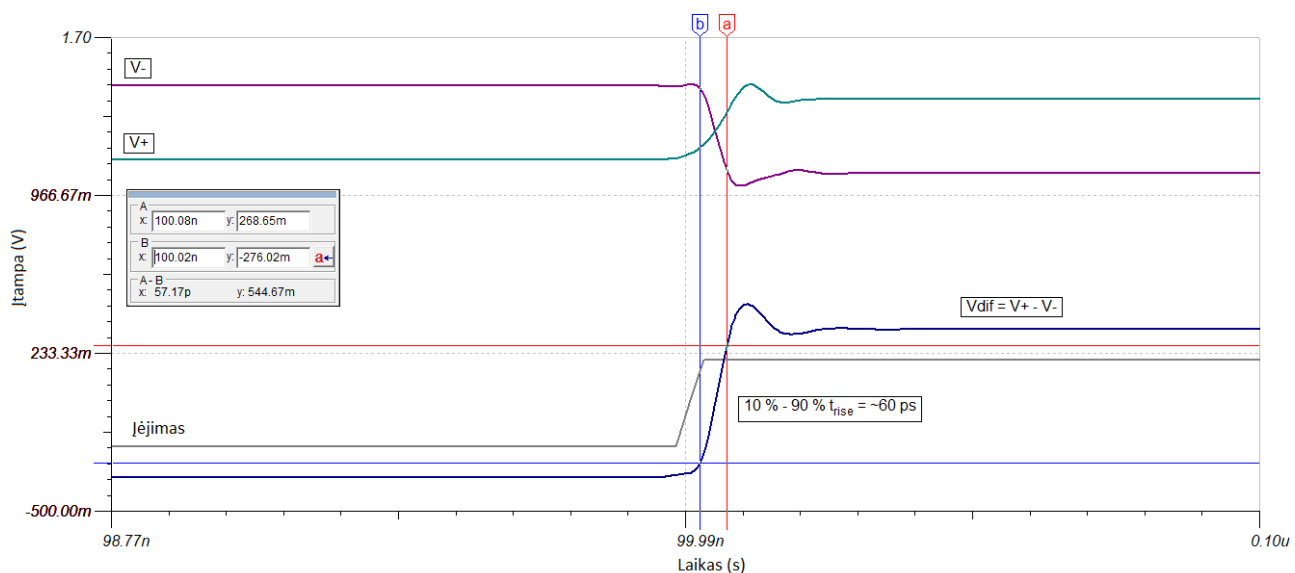
Ištyrus pasiekiamus tranzistorių modelius, buvo pasirinktas BFP620F [13] tranzistorius. Tranzistoriaus modelis pasirinktas atsižvelgiant į jo kainą, pasiekiamumą rinkoje ir SPICE modeliavimo rezultatus. 2.11 paveiksle esančios schemos modeliavimo rezultatai pateikiami 2.12 ir 2.13 paveiksluose. Schema buvo sumodeliuota laikinėje ir dažninėje ašyse. 2.12 paveiksle pateikiama schemos DAcH ir DFch.

2 numeriu pažymėta kreivė yra gaunama modeliuojant 2.11 paveiksle pateikiamą schemą. Pateikta charakteristika pasižymi 2 dB netolygumu. Toks netolygumas yra nepageidaujamas, nes daro įtaką signalo atvaizdavimui. Norint eliminuoti šį perviršį buvo padidintas grandinės stiprinimo koeficientas. Stiprinimo koeficientas padidintas sumažinus rezistorių R8 ir R9 vertes. Gauta charakteristika 2.12 paveiksle žymima numeriu 1. 2.12 paveiksle pateiktuose skaičiuose matyti, kad padidinus stiprinimo koeficientą susiaurėjo praleidžiamų dažnių juosta ir dingo perviršis. 1 charakteristikoje gauta 5 GHz pralaidumo juosta tenkina buferinei grandinei keliamus pralaidumo juostos pločio reikalavimus. Fazinėje charakteristikoje matyti, kad įėjimo signalo fazei pakitus per

180°, stiprintuvo stiprinimo koeficientas yra apie ~2 dB. Tai reiškia, kad grandinė yra potencialiai nestabili ir gali pradėti osciliuoti. Ši problema aptariama toliau.



2.12 pav. Tranzistorių poros elektrinės principinės schemos DAch ir DFch kompiuterinis modeliavimas



2.13 pav. Tranzistorių poros elektrinės principinės schemos pereinamosios charakteristikos kompiuterinė simuliacija

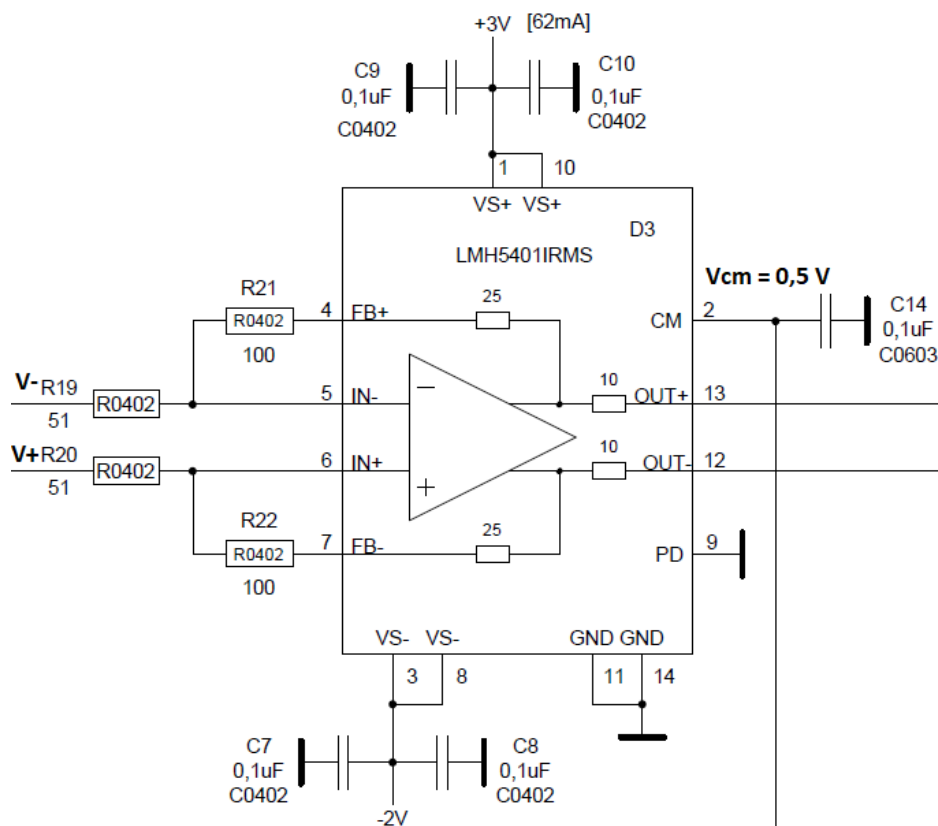
2.13 paveiksle pateikiami grandinės modeliavimo rezultatai laiko ašyje. V- ir V+ pažymėtos kreivės atitinka 2.11 paveiksle pažymėtus potencialus V- ir V+. Atskirai vaizduojamas šių signalų

skirtumas V_{dif} . Apskaičiuota pereinamosios charakteristikos trukmė siekia ~60 ps. Pateiktoje charakteristikoje matyti, kad diferencinei tranzistorių porai veikiant SE-DE (angl. *Single ended to Differential*) konvertavimo režimu, gaunami nesimetriški V- ir V+ potencialų pokyčiai. Toks pat efektas buvo pastebėtas ir matuojant realią ADA4960 charakteristiką (žr. 2.10 pav.). Norint užtikrinti minimalius matuojamo signalo iškraipymus, valdomo stiprinimo grandinei pateikiamas signalas turi būti simetriškas. Simetriškumui užtikrinti buvo panaudotas LMH5401 [15] diferencinis stiprintuvas. Šio stiprintuvo pagrindiniai parametrai pateikiami 2.3 lentelėje. Stiprintuvas pasirinktas dėl jo techninių parametrų. Pasirinktas stiprintuvas pasižymi aukšta dažnių juostos pločio ir stiprinimo sandauga. Stiprintuvo pereinamos charakteristikos trukmė siekia 80 ps. Maksimali įtaisy įėjimo sinfazinės įtampos vertė siekia 1,8 V. Stiprintuvo sujungimo schema pateikiama 2.14 paveiksle. Pateiktame paveiksle V- ir V+ taškai atitinka tų pačių žymėjimų taškus 2.11 paveiksle. Nesunku pastebėti, kad R19 ir R20 rezistoriai sudarys varžų daliklį su kolektoriaus grandinėje esančiais rezistoriais. Dėl varžų daliklio efekto, LMH5401 įėjime signalo amplitudė sumažės 6 dB. Šiam efektui kompensuoti LMH5401 grįžtamojo ryšio rezistoriai sukonfigūruojami 6 dB stiprinimui. Išėjimo sinfazinės įtampos lygis nustatytas į 0,5 V. Tai padaryta dėl nesimetrinės maitinimo įtampos. Schemoje esantys C7-C14 kondensatoriai filtruoja nuolatinės įtampos vertes.

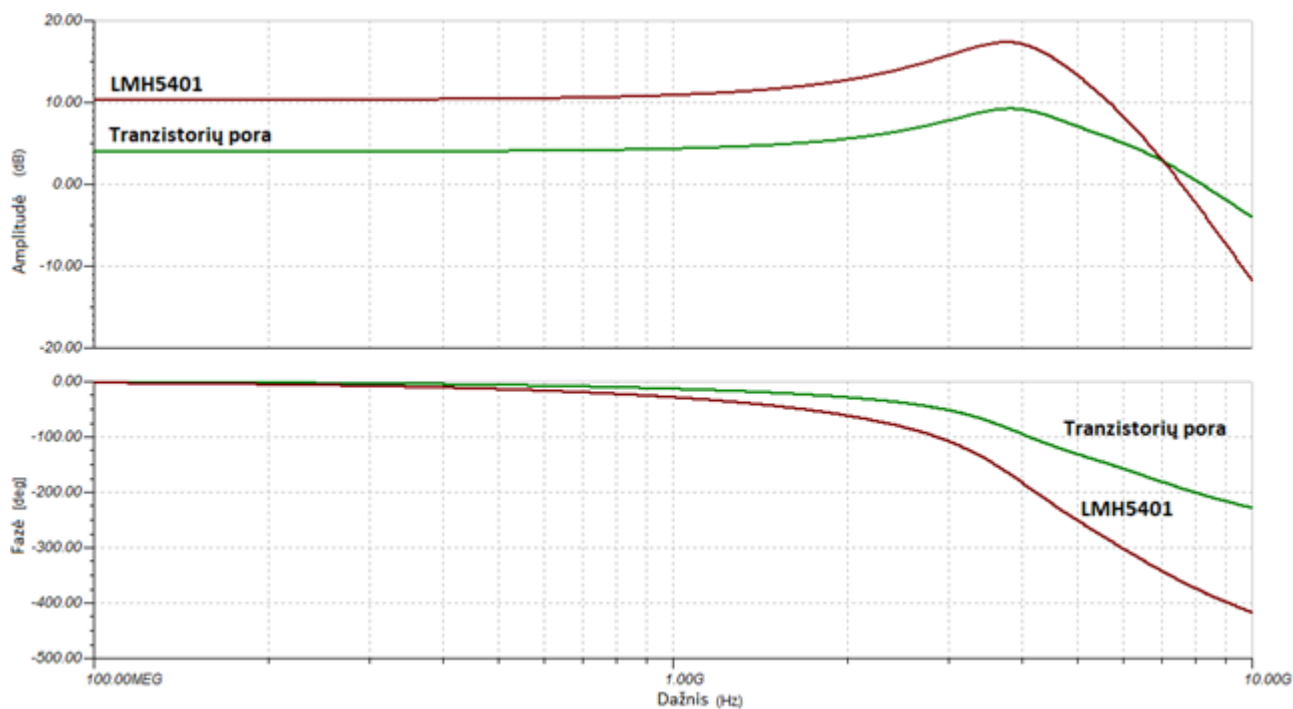
2.3 lentelė. LMH5401 pagrindiniai parametrai [15]

Parametras	Matavimo sąlygos	Vienetai	Tipinė reikšmė
Dažnių juostos pločio ir stiprinimo sandauga	$G = 30 \text{ dB}$	GHz	8
Silpno signalo pralaidumo juosta	$V_o = 200 \text{ mV}_{pp}$	GHz	6,2
Didelio signalo pralaidumo juosta	$V_o = 2 \text{ V}_{pp}$	GHz	4,8
Impulso kilimo trukmė	1 V amplitudės žingsnis 10 % - 90 %	ps	80
0,1 % nusistovėjimo trukmė	$2 \text{ V } R_L = 200 \Omega$	ns	1
Įėjimo triukšmo spektrinis tankis		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	1,25
Minimali įėjimo sinfazinė įtampa		V	VS-
Maksimali įėjimo sinfazinė įtampa		V	(VS+) – 1,2
Triukšmo faktorius		dB	9,6

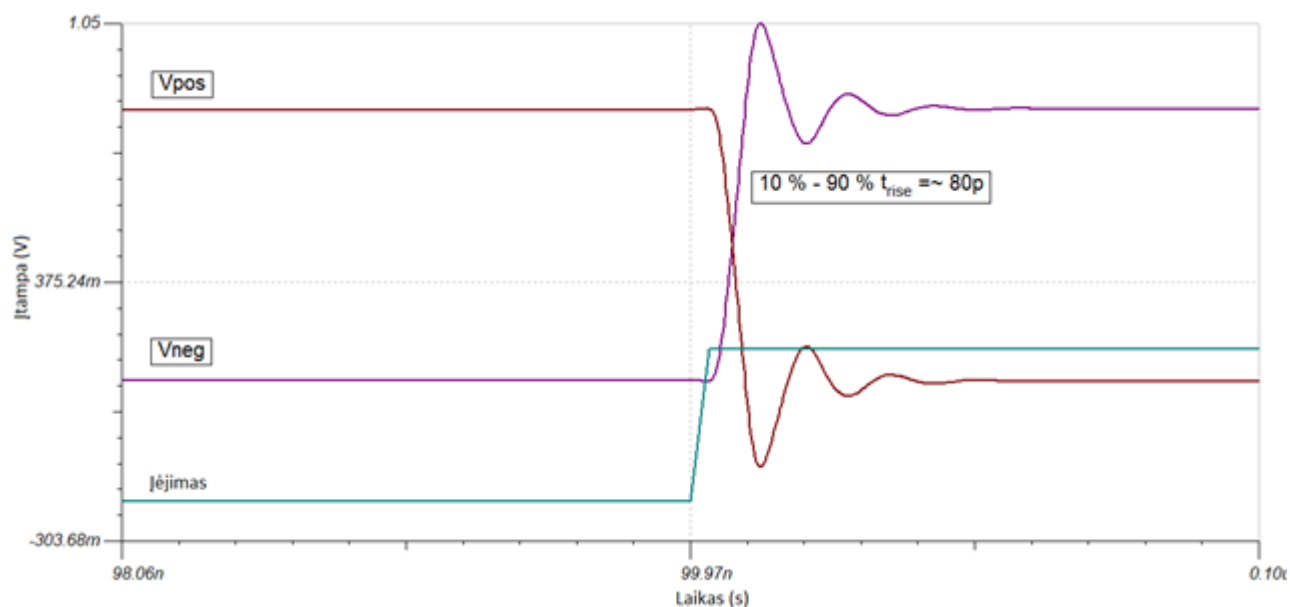
2.14 pateikta schema buvo sumodeliuota laikinėje ir dažninėje ašyse. 2.15 ir 2.16 paveiksluose pateikiami modeliavimo rezultatai. 2.15 paveiksle pateikiama visos buferinės pakopos DAch ir DFch. Charakteristika buvo matuojama dviejuose taškuose: tarp potencialų $V+$ $V-$ ir LMH5401 išėjime. Matyti, kad prie tranzistorių poros prijungus apkrovą, jos DAch atsirado polius. Tame pačiame dažnyje tas pats polius yra ir LMH5401 charakteristikoje. Kaip ir 2.12 pav. pateiktoje charakteristikoje išliko stiprinimo atsargos problema – signalo fazei pakitus per 180° stiprintuvo stiprinimo koeficientas vis dar didesnis nei 0. Norint perkelti DAch charakteristikos polių į žemesnius dažnius, tokiu būdu užtikrinant stiprintuvo stabilumą, naudojamos RC apkrovos grandinės. Svarstant tokios grandinės įgyvendinimą buvo nuspręsta jos atsisakyti. Toks sprendimas priimtas atsižvelgus į kompiuterinio modeliavimo rezultatus, pagal kuriuos LMH5401 4 GHz dažnyje turi 8 dB stiprinimą ir 180° fazės posūkį. Lyginant kompiuterinio modelio rezultatus su gamintojo pateikiamu stiprintuvo techniniu pasu buvo pastebėta, kad modelyje gaunama pralaidumo juostos ir stiprinimo koeficiento sandauga viršija pateiktą pase. Atsižvelgus į tai buvo nuspręsta schemas stabilumą patikrinti realybėje naudojant gamintojo pateikiamą LMH5401 bandomąją plokštę ir atskirai suprojektuotą dviejų tranzistorių konfigūraciją (žr. 2.11 pav.). Atliktų matavimų rezultatai pateikiami 2.3 skyriuje.



2.14 pav. LMH5401 principinė schema ($V-$ ir $V+$ taškai atitinka 2.11 pav. taškus)



2.15 pav. LMH5401 ir tranzistorių poros DAch ir DFch kompiuterinis modeliavimas



2.16 pav. LMH5401 pereinamosios charakteristikos kompiuterinis modeliavimas

2.16 pateikiamos sumodeliuotos LMH5401 pereinamosios charakteristikos. Pateiktame grafike matyti, kad LMH5401 išėjime gaunami vienas kito atžvilgiu simetriški signalo frontai, kurie gali būti perduodami į valdomo stiprinimo grandinę. Viso prototipo principinė schema pateikiama A priede

2.2.4. Valdomo stiprintuvo projektavimas

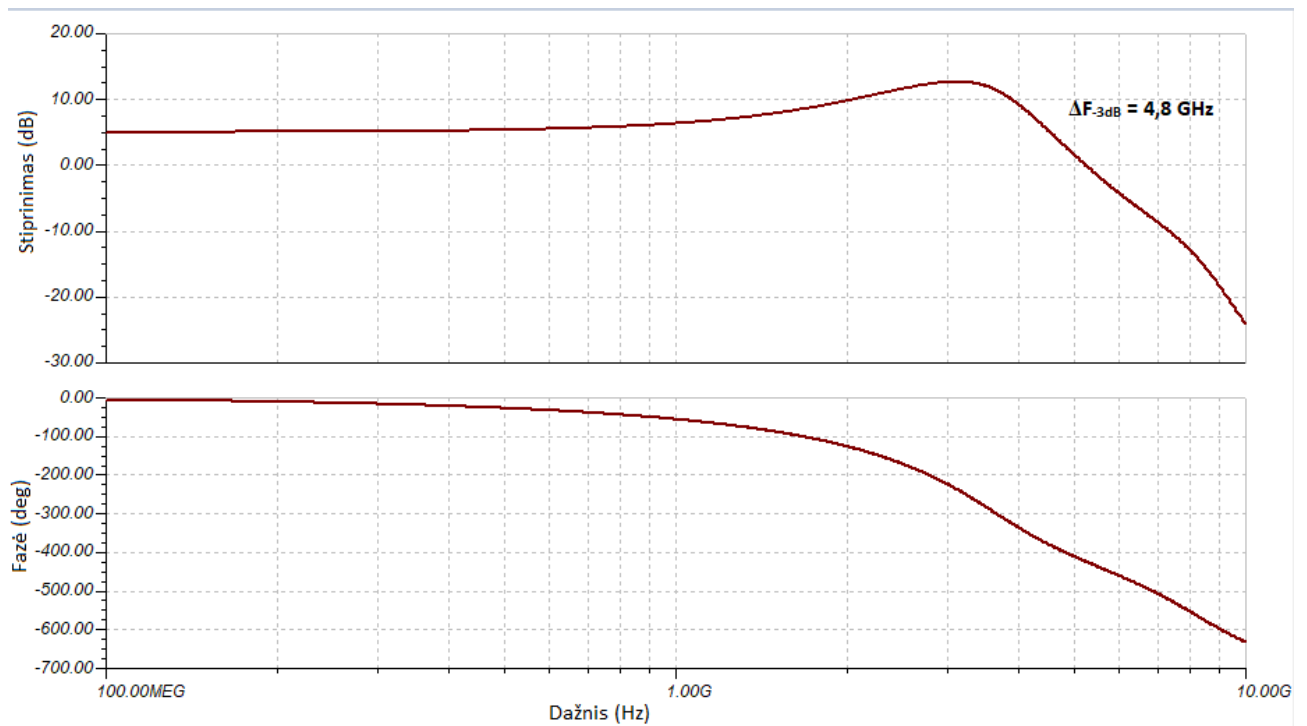
Valdomo stiprinimo funkciją buvo įgyvendinta naudojant rinkoje pasiekiamą LMH6401 [16] stiprintuvą. Pagrindiniai stiprintuvo parametrai pateikiami 2.4 lentelėje.

2.4 lentelė. LMH6401 pagrindiniai parametrai [16]

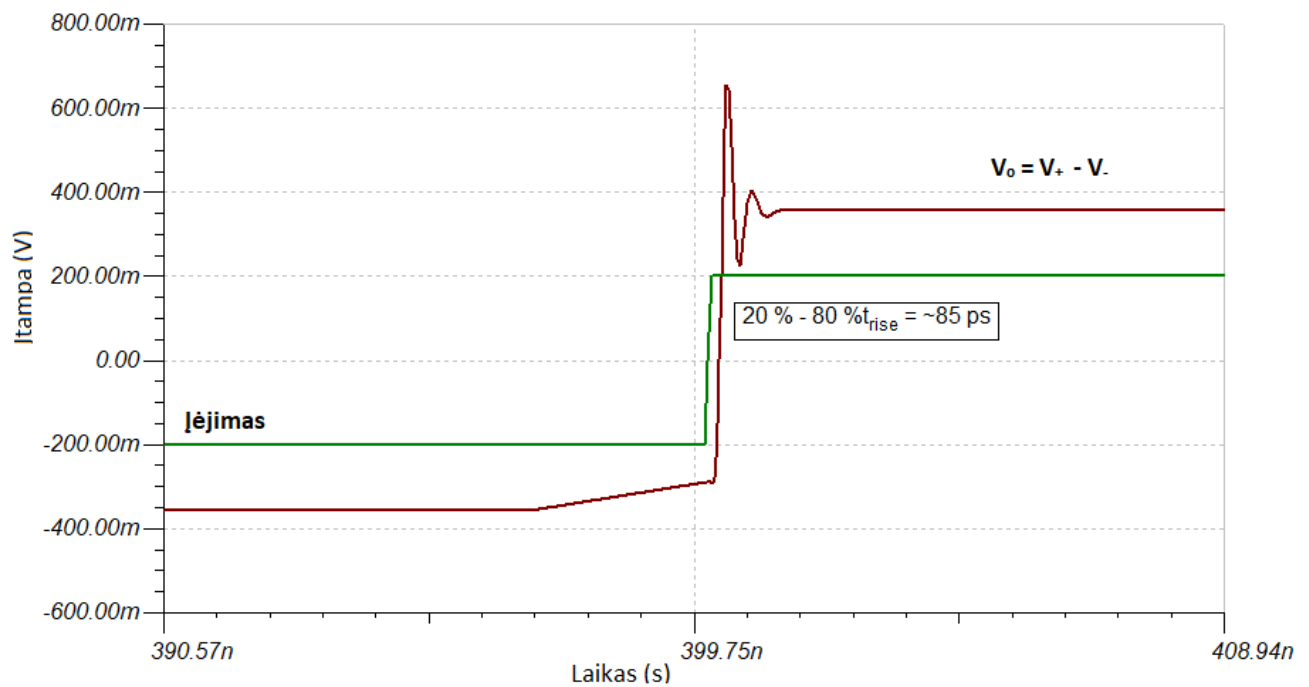
Parametras	Matavimo sąlygos	Vienetai	Tipinė reikšmė
Silpno signalo pralaidumo juosta	$V_o=200 \text{ mV}_{pp}$	GHz	4,5
Didelio signalo pralaidumo juosta	$V_o=2 \text{ V}_{pp}$	GHz	4,5
Impulso kilimo trukmė	2 V amplitudės žingsnis 10 % - 90 %	ps	82
1 % nusistovėjimo trukmė	2 V $R_L = 200 \Omega$	ps	700
Išėjime matuojamas triukšmas	$A_v = 26 \text{ dB}$	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	30,4
Triukšmo faktorius	$R_s = 100 \Omega$	dB	8
Dinaminis diapazonas		dB	32
Stiprinimo keitimo žingsnis		dB	1

Pasirinktas stiprintuvas pasižymi didžiausiu dažnių juostos ir stiprinimo koeficiento santykiu iš pasiekiamų rinkoje. Stiprintuvo pralaidumo juosta tiek silpniems tiek dideliems signalams siekia 4,5 GHz. Stiprinimo koeficiento nustatymo diapazonas -6–26 dB. Impulso kilimo trukmė siekia 82 ps, panašiai kaip ir LMH5401 stiprintuve. LMH6401 stiprinimo koeficientas nustatomas per skaitmeninę SPI (angl. *serial peripheral interface*) sąsają. Įtaiso stiprinimo koeficiento valdymui pritaikyta gamintojo siūloma schema. Valdymui naudojamas vienintelis USB-SPI keitiklis ir programinė įranga jam valdyti pateikiama LMH6401 prototipinės plokštės techniniame pase [17] todėl plačiau aptariama nebus.

LMH6401 SPICE modeliavimo rezultatai pateikiami 2.17 ir 2.18 paveiksluose. 2.17 pateiktoje DACh matyti, kad sumodeliuotos grandinės pralaidumo juosta ties -3 dB riba siekia 4,8 GHz. Reikėtų pažymėti, kad atliekant LMH6401 modeliavimą buvo susidurta su skaičiavimų konvergavimo problemomis. Norint išvengti šių problemų teko padidinti maksimalių paklaidų ir skaičiavimo žingsnių vertes. Gautą pralaidumo juostos vertę reikėtų vertinti tik kaip apytikrą įvertį esant 0 dB stiprinimui. 2.18 pateiktoje pereinamoje charakteristikoje, lyginant su 2.16 pateikiama LMH5401 charakteristika, atsirado kelių nanosekundžių trukmės „laiptelis“, neleidžiantis tiksliai išmatuoti fronto kilimo trukmės 10–90 % lygmeniu. Šis „laiptelis“ gali būti padidintų skaičiavimo paklaidų pasekmė, todėl nebuvo vertinamas. Norint išvengti šio „laiptelio“ įtakos, fronto kilimo trukmė buvo apskaičiuota 20–80 % lygmeniu. Gautą reikšmę galima perskaičiuoti į 10–90 % lygmenį naudojant žinomą, 2.10 pateikiamą, santykį. Gautą 20–80 % reikšmę perskaičiavus į 10–90 % gaunama 136 ps fronto kilimo trukmė.



2.17 pav. LMH6401 DAch ir DFch kompiuterinis modeliavimas



2.18 pav. LMH6401 pereinamosios charakteristikos simuliacija

$$\frac{\tau_{10-90\%}}{\tau_{20-80\%}} = 1,6. \quad (2.10)$$

Gautą fronto trukmės rezultatą galima palyginti su apskaičiuotu rezultatu. Apskaičiuotas rezultatas gaunamas naudojant apytikslę, iš kelių kaskadų sujungto stiprintuvo, atsako skaičiavimo formulę [18].

$$\sqrt{T_{R1}^2 + T_{R2}^2 + \dots + T_{Rn}^2} \cong T_{RO}, \quad (2.11)$$

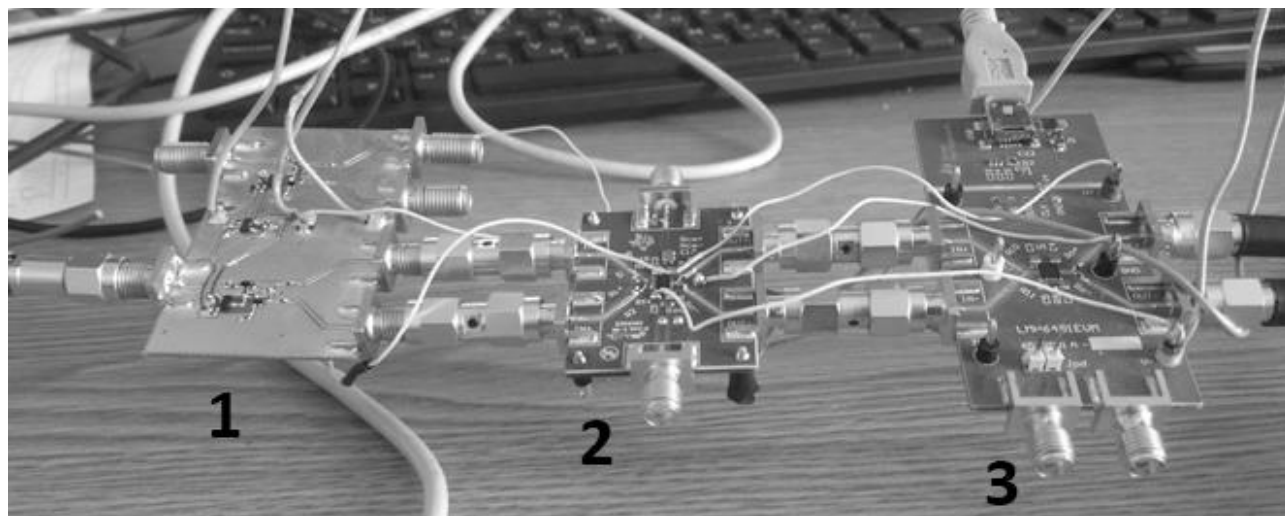
čia T_{R1} , T_{R2} ,... T_{Rn} – atskirų blokų frontų kilimo trukmių, T_{RO} – bendra sujungtų blokų fronto kilimo trukmė. Įstačius turimas blokų pereinamosios charakteristikos trukmes į 2.11 išraišką gauname:

$$\sqrt{60^2 \text{ ps} + 80^2 \text{ ps} + 82^2 \text{ ps}} \cong 130 \text{ ps}. \quad (2.12)$$

2.12 išraiškos frontų kilimo trukmės reikšmės paimtos iš gamintojų specifikacijų. Iš pateiktų skaičiavimų matyti, kad kompiuterinio modeliavimo ir analitinių skaičiavimų rezultatai beveik sutampa.

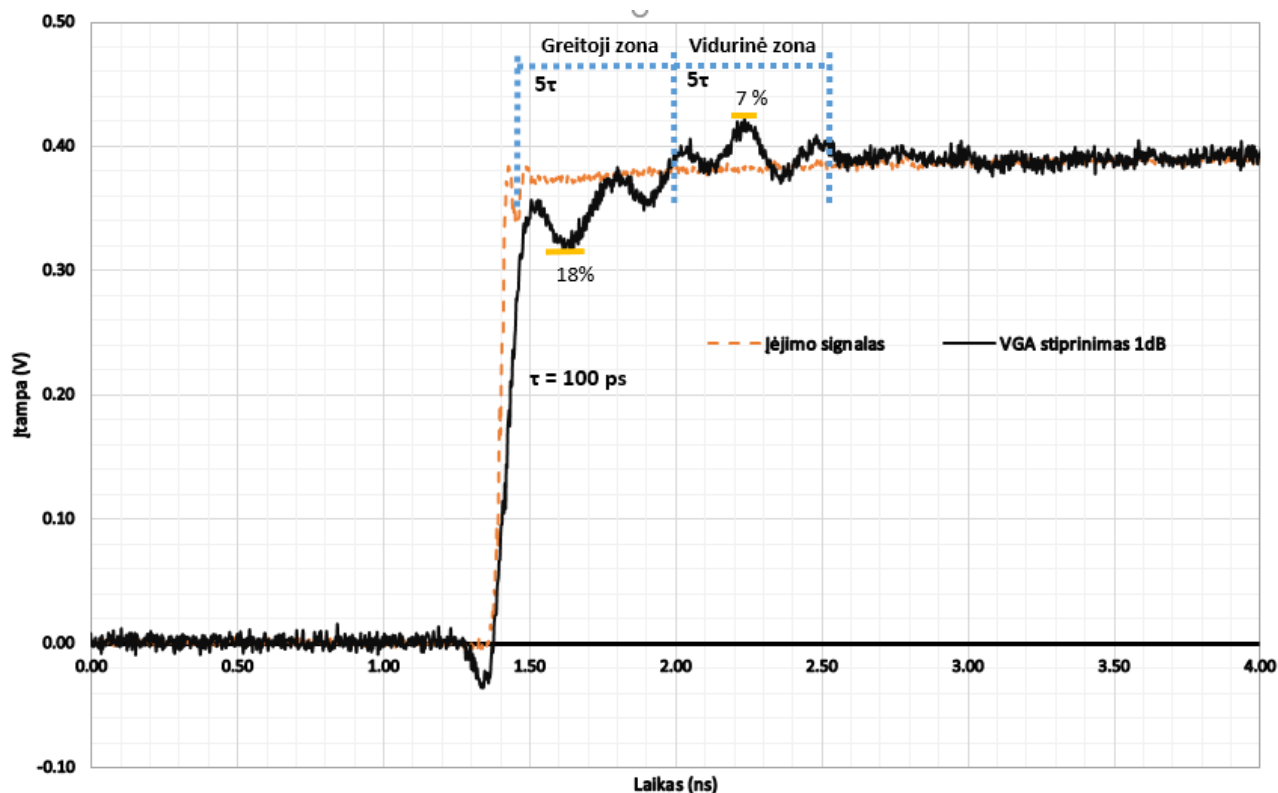
2.3. Preliminarus schemos bandymas

2.2 skyriuje atlikti trakto DACh ir DFch kompiuteriniai modeliavimai parodė, kad modeliuojama schema yra potencialiai nestabili nes turi nenulinį stiprinimo koeficientą įėjimo signalo fazei pasisukus per 180° . Atsižvelgiant į tai buvo nuspręsta atlikti schemos preliminarų bandymą. Šiam bandymui atlikti buvo pasinaudota gamintojo suteikiamomis LMH5401 ir LMH6401 bandymų plokštėmis. Tranzistorių pora (žr. 2.11 pav.) buvo įgyvendinta naudojant 2 sluoksnių PCB. Surinkto prototipo nuotrauka pateikiama 2.19 paveiksle.

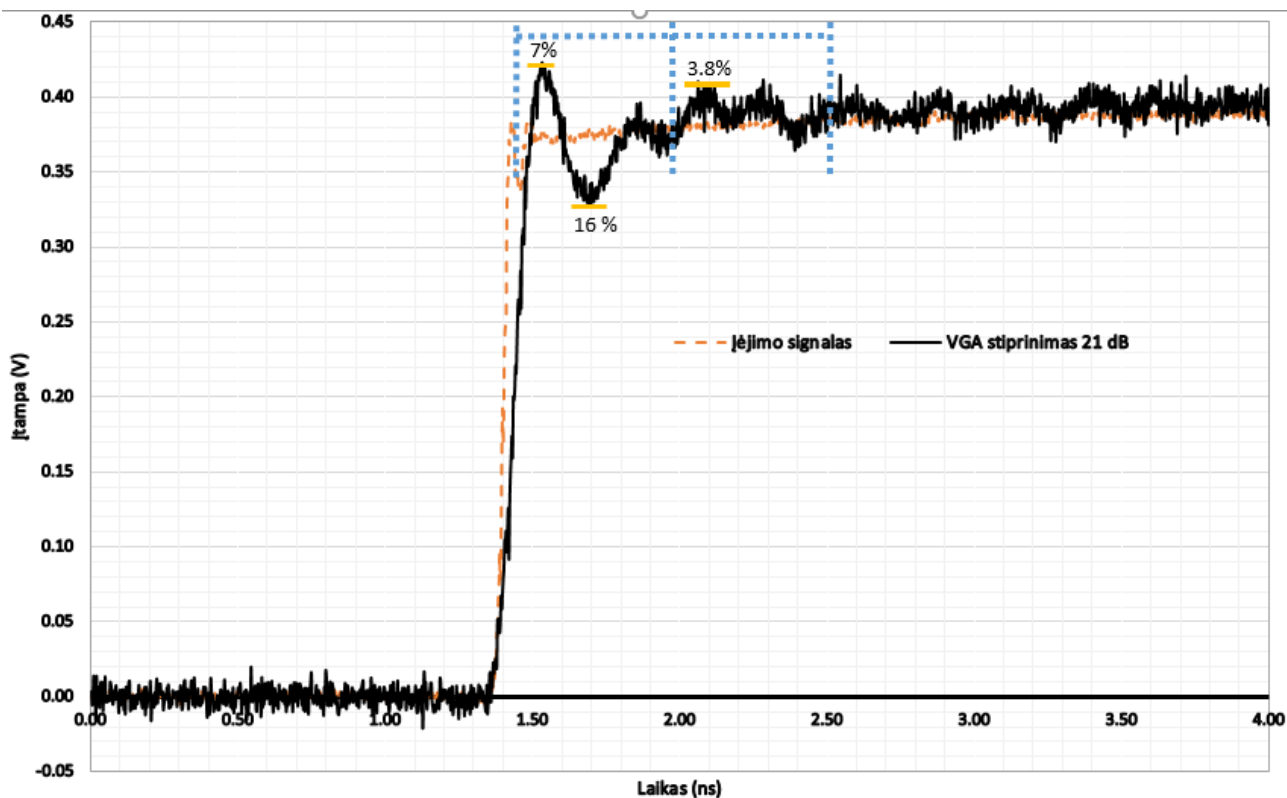


2.19 pav. Trakto schema surinkta iš bandymų plokščių (1 – tranzistorių pora, 2 – LMH5401 bandymų plokštė, 3 – LMH6401 bandymų plokštė)

2.19 paveiksle prototipo dalys yra sunumeruotos. Numeriu 1 pažymėta sukurta tranzistorių poros spausdintinė plokštė, numeriais 2 ir 3 pažymėtos LMH5401 ir LMH6401 atitinkamos bandymų plokštės įsigytos iš gamintojų. Visos trys detalės tarpusavyje sujungtos per SMA jungtis. Mikroschemų maitinimai sujungti tarpusavyje laidais ir prijungti prie laboratorinio maitinimo šaltinio. Įėjimo signalas paduodamas tranzistorių porai. Diferencinis išėjimas matuojamas LMH6401 išėjime. Pasirinkta konfigūracija leidžia patikrinti schemos stabilumą ir preliminariai įvertinti realius schemos laikinius parametrus. Išmatuotos laikinės charakteristikos pateikiamos 2.20 ir 2.21 pav.



2.20 pav. Pereinamoji charakteristika (1 dB stiprinimas)



2.21 pav. Pereinamoji charakteristika (21 dB stiprinimas)

2.20 ir 2.21 paveiksluose štrichuota linija vaizduojamas paduodamas į įėjimą signalas, ištisine linija vaizduojamas trakto (žr. 2.19 pav.) atsakas. Gautos charakteristikos paklaidos buvo įvertintos naudojant toliau aprašomą metodiką. Išmatuota pereinamosios charakteristikos trukmė τ apytiksliai

lygi 100 ps. 2.20 paveiksle pažymėti du 5τ trukmės laiko intervalai, kurie pavadinti „greitoji zona“ ir „vidurinė zona“. Pereinamosios charakteristikos iškraipymai įvertinti apskaičiavus santykinę paklaidą tarp amplitudinių netolygumų ir nusistovėjusios po 10τ laiko intervalo reikšmės. Schemos stabilumui ištirti buvo išmatuoti visi įmanomi LMH6401 stiprinimo koeficientai, čia pateikiamos dvi kraštutinės, 1 dB ir 21 dB, vertės. Oscilografų gamybos pramonėje siekiama, kad greitosios zonos paklaidos neviršytų 10 %, vidutinės – 5 %. Abi pateiktos charakteristikos neatitinka šių standartų. Esant 1 dB stiprinimui signalas pasižymi nuožulniu perėjimu su 18 % santykinę paklaida. Esant 21 dB stiprinimui kartu su jau buvusia paklaida signale atsiranda 7 % perviršis sukurtas LMH6401. Tokio pobūdžio iškraipymai gali atsirasti dėl fazinės charakteristikos netiesiškumo, praleidžiamų dažnių juostos pločio netolygumo, parazitinių induktyvumų ir talpų plokštėje, takelių impedanso netolygumo. Dažniausiai netolygumų priežastimi būna visų šių faktorių suma. Nepaisant to, gauta 100 ps frontų trukmė leidžia daryti prielaidą, kad sistemos laikiniai parametrai atitinka užsibrėžtą tikslą. Lyginant su matematinio modeliavimo rezultatais, gauta 30 ps trumpesnė fronto kilimo trukmė. Buvo pastebėta, kad keičiant schemos kaskadų stiprinimo reikšmes galima pakoreguoti šį laiką, tiek jį padidinant, tiek jį sumažinant. Galima spėti, kad į stiprintuvo matematinį modelį gamintojas „įrašo“ blogiausias įmanomas vertes, todėl kartais gaunami rezultatai bus geresni, nei nuspėjami kompiuteriniame modelyje. Viso atlikto tyrimo metu stiprintuvas nepradėjo osciliuoti. Buvo nuspręsta, kad sistema gali būti įgyvendinta daugiasluoksnėje spausdintinėje plokštėje. Minimizavus takelių ilgį ir kontroliuojant jų impedansus galima tikėtis, kad netolygumai, lemiantys didelį signalo iškraipymą, sumažės.

2.4. Prototipo spausdintinės plokštės projektavimas

2.3 skyriuje buvo ištirtas iš atskirų plokščių sudaryto prototipo veikimas. Aptarti signalo iškraipymai, atsirandantys dėl parazitinių reaktansų ir impedanso netolygumo, gali būti minimizuoti visą traktą įgyvendinus vienoje plokštėje. Sukurtoje PCB įgyvendintos visos grandinės dalys aptartos 2.2 skyriuje.

Buvo pasirinkta projektuoti 7 sluoksnių dvipusę PCB. 7 sluoksnių plokštės struktūra naudojama imituojuojant sąlygas, kuriuose bus naudojamas projektuojamas stiprintuvas. Sluoksnių išdėstymas ir jų storis pateikiami 2.5 lentelėje.

2.5 lentelė. PCB sluoksniai ir jų storis

Sluoksnis	Medžiaga	Storis (mm)
1	Cu	0,0356
2	PP	0,1706
3	Cu	0,0300

2.5 lentelė. Tęsinys

Sluoksnis	Medžiaga	Storis (mm)
4	FR-4	0,2289
5	Cu	0,0300
6	PP	0,2071
7	Cu	0,0300
8	FR-4	0,1001
9	Cu	0,0300
10	PP	0,2086
11	Cu	0,0300
12	FR-4	0,2289
13	Cu	0,0300
14	PP	0,1706
15	Cu	0,0356

Duomenys, pateikiami 2.5 lentelėje, buvo naudojami atliekant takelių impedansų verčių skaičiavimą. Takelių impedansas buvo apskaičiuotas naudojant „Saturn PCB Design“ nemokamą programinę įrangą [19]. Šis įrankis leidžia apskaičiuoti skirtingų struktūrų perdavimo linijų parametrus. 2.22 paveiksle pateikiamas tokio skaičiavimo pavyzdys. Pateiktame paveiksle skaičiuojamas koplanaraus bangolaidžio pavyzdys. Tiriamame pavyzdyje į programą surašomi fiziniai perdavimo linijos parametrai tokie kaip: linijos ilgis, plotis, atstumas nuo šoninių laidininkų, atstumas nuo apatinio laidininko, laidininko storis. Taip pat yra nurodoma dielektrinė konstanta ir nuostolių kampas. Apskaičiuotų parametrų bangolaidis yra įgyvendinamas PCB. Aptariamame pavyzdyje atstumas tarp viršutinio ir apatinio laidininko lygus 0,4295 mm. Atsižvelgiant į 2.5 lentelėje nurodytas sluoksnių storių vertes, galime įvertinti, kiek vario sluoksnių po projektuojamu laidininku turi būti iššdinta norint gauti reikiamo impedanso bangolaidį:

$$H = 0,1706 (2_PP) + 0,0300 (3_Cu) + 0,2289 (4_FR4) = 0,4295 \text{ mm}, \quad (2.13)$$

čia H – atstumas tarp viršutinio ir apatinio laidininkų. 2.13 išraiškos duomenys paimti iš 2.5 lentelės. Tokiu būdu praleidus vieną vidinį sluoksnį po signalo takeliu gaunamas reikiamas linijos impedansas. Panašiai buvo suprojektuoti ir kiti signalo perdavimo takeliai, kurių impedanso verčių skaičiavimas čia nepateikiamas.

Į 2.2 skyriuje atliktą kompiuterinį modeliavimą nebuvo įtraukta atenuatoriaus grandinė. Dėl šios priežasties, atenuatoriaus įtaka signalo traktui buvo įvertinta tik pasitelkiant gamintojo technines specifikacijas. Atsižvelgiant į tai, buvo nuspręsta išbandyti iškart dviejų montavimo būdų reles: SMD ir PTH. Buvo suprojektuoti du identiški stiprintuvo traktai, kurie skiriasi tik relių montavimo

būdu. Taip pat plokštėje buvo įgyvendintas $50\ \Omega$ takelis, kurį naudojant galima įvertinti plokštės parazitinių parametrų įtaką signalui. Suprojektuotas takelis leis įvertinti 2.21 pav. esančių skaičiavimų tikslumą, išmatuojant perdavimo linijos impedansą. Suprojektuotos PCB nuotrauka pateikiama 2.22 paveiksle. PCB montavimo/takelių brėžiniai pateikiami C priede. 2.23 pateikiamoje nuotraukoje išskirtos PCB funkcinės dalys: stiprinimo valdymas, PTH montažo relių kanalas, SMD montažo relių kanalas ir patikrinimo takelis. Skirtingai nuo 2.19 pateikto prototipo, sujungto iš bandymo plokščių, PCB įgyvendintame prototipe mažiau SMA jungčių, įgyvendintas valdomas signalo atenuatorius, per rezistorių daliklius sudaryti 2 diferenciniai išėjimai.

Conductor Impedance

Conductor Width (W) **0.6 mm**

Conductor Height (H) **0.4292 mm**

Conductor Gap (G) **0.25 mm**

W/H = 1.398

Formula Restrictions:
 $0.1 < W/H < 2.0$
 $T = 53\mu\text{m}$

Options

Base Copper Weight
☐ 9um
☒ 18um
☐ 35um
☐ 53um
☐ 70um
☐ 88um
☐ 106um
☐ 142um
☐ 178um

Plating Thickness
☐ Bare PCB
☐ 18um
☒ 35um
☐ 53um
☐ 70um
☐ 88um
☐ 106um

Passive Circuits
☐ Microstrip
☐ Microstrip Embed
☐ Stripline
☐ Stripline Asym
☒ Coplanar Wave

Units
☐ Imperial
☒ Metric

Substrate Options
Material Selection
Custom

Er **4.7** Tg (°C) **130**

Temp Rise (°C) **20**

Temp in (°F) = 36.0

Ambient Temp (°C) **22**

Temp in (°F) = 71.6

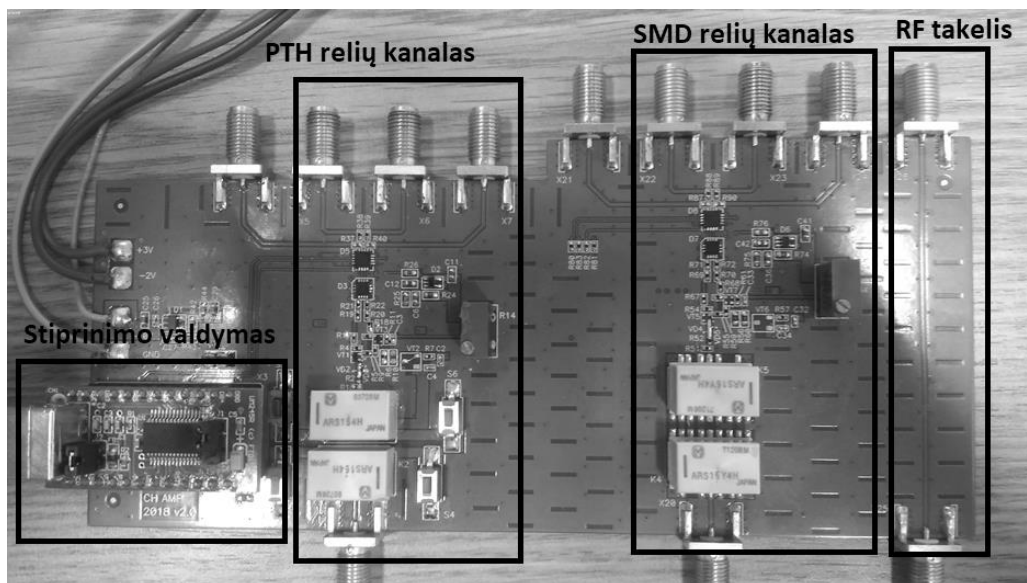
Print **Solve!**

Information
Total Copper Thickness 53 um
Via Thermal Resistance N/A
Via Count: 10
Conductor Temperature N/A
Temp in (°C) = N/A
Temp in (°F) = N/A
Via Voltage Drop N/A

SATURN PCB DESIGN, INC.
Turnkey Electronic Engineering Solutions

Follow Us
[f](#) [t](#) [in](#) [g+](#) [v](#)

2.22 pav. Takelio impedanso skaičiavimo pavyzdys



2.23 pav. Suprojektuoto prototipo PCB nuotrauka.

Siekiant išvengti įtampos keitiklių įtakos stiprintuvo triukšmo lygiui, prototipe naudojamas tik vienas linijinis įtampos stabilizatorius. Neigiama maitinimo įtampa paduodama iš išorinio šaltinio ir filtruojama kondensatoriais.

2.5. Projektavimo skyriaus apibendrinimas

Šiame skyriuje apžvelgta stiprintuvo prototipo projektavimo eiga. Atenuatoriaus grandinės įvertinta nuostolių vertė lygi 2–2,5 dB. Suprojektuota $\pm 0,9$ V įėjimo apsauga, kurios parazitinių talpų impedansas 3 GHz dažnyje siekia $\sim 1,1$ k Ω . Buferinė grandinė suprojektuota iš dviejų kaskadų. Pirmajam kaskadui suprojektuoti pasinaudota diskrečių aukštadažnių tranzistorių pora. Antrajam kaskadui panaudota LMH5401 diferencinio stiprintuvo mikroschema. Valdomojo stiprintuvo grandinės įgyvendinimui pasirinkta mikroschema su stiprinimo koeficiento diapazonu nuo -6 dB iki 26 dB.

Atlikta grandinės SPICE modelio kompiuterinė analizė. Schemos kompiuterinis modeliavimas nuspėjo 130 ps frontų trukmes. Schemos stabilumui įvertinti surinktas preliminarus schemos prototipas sudarytas iš bandomųjų plokščių. Išmatuota preliminari prototipo pereinamosios charakteristikos trukmė. Gauta 100 ps fronto trukmė su 18 % siekiančiu netolygumu. Skirtumas tarp matematinio modelio ir realios plokštės gali būti nulemtas tuo, kad turimas SPICE modelis neįvertina banginių reiškinių, atsirandančių fizinėje plokštėje.

3. REALIOJO LAIKO OSCILOGRAFO STIPRINTUVO PROTOTIPO TESTAVIMAS IR TYRIMAS PLAČIAME VEIKIMO DIAPAZONE

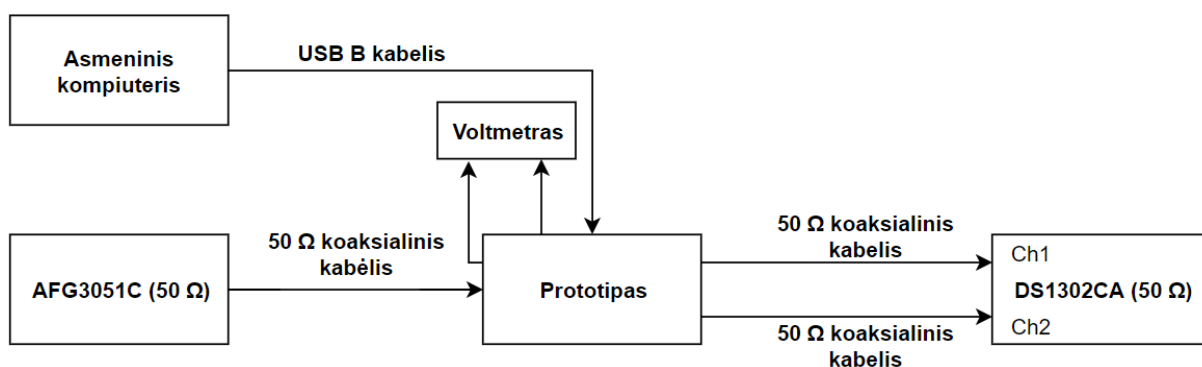
Šiame skyriuje įvertinamos suprojektuoto prototipo techninės charakteristikos. Testuojant sukurtą prototipą atsižvelgta į šiuolaikinėje oscilografų pramonėje taikomus metodus. Reikėtų pastebėti, kad nėra bendrai priimtų testavimo metodų ir jų rezultatų įvertinimo standartų. Atliekant sukurtą prototipo tyrimą buvo remiamasi didžiausių gamintojų pateikiamomis specifikacijomis ir testavimo metodais. Skyriuje pateikiama kiekvieno atlikto tyrimo matavimo metodika ir gauti rezultatai. Įvertinama ar gauti parametrai atitinka vertes, užsibrėžtas darbo užduotyje.

3.1. Oscilografo įėjimo, išėjimo ir stiprinimo charakteristikų tyrimas

Šiame skyriuje yra matuojamos šių parametų vertės: maksimali įėjimo ir išėjimo įtampa, stiprintuvo minimalus ir maksimalus stiprinimo koeficientas. Oscilografo stiprintuvo paskirtis yra transformuoti įėjimo signalą taip, kad jis būtų „suspaustas“ arba „ištemptas“ iki ASK įėjimo diapazono (žr. 1.2 sk.). Pateikiama matavimo metodika. Išmatuojama minimali signalo amplitudė, kurią stiprintuvas gali „ištempti“ iki ASK diapazono ribų. Įvertinamas stiprinimo koeficiento nustatymo tikslumas.

3.1.1. Matavimo metodika

Šio skyriaus matavimams atlikti buvo naudojamas AFG3051C funkcinis generatorius [20]. Tai 50 MHz dažnio programuojamų sekų generatorius. Jo išėjimo įtampos diapazonas yra nuo -5 V iki 5 V. Išėjimo signalo amplitudei matuoti naudojamas DS1302CA realiojo laiko oscilografas. Oscilografo pralaidumo juosta – 200 MHz. Įrenginyje yra 2 kanalai, kurių maksimali įėjimo įtampa siekia 5 Vrms. 3.1 paveiksle pateikiama matavimo grandinės funkcinė schema.



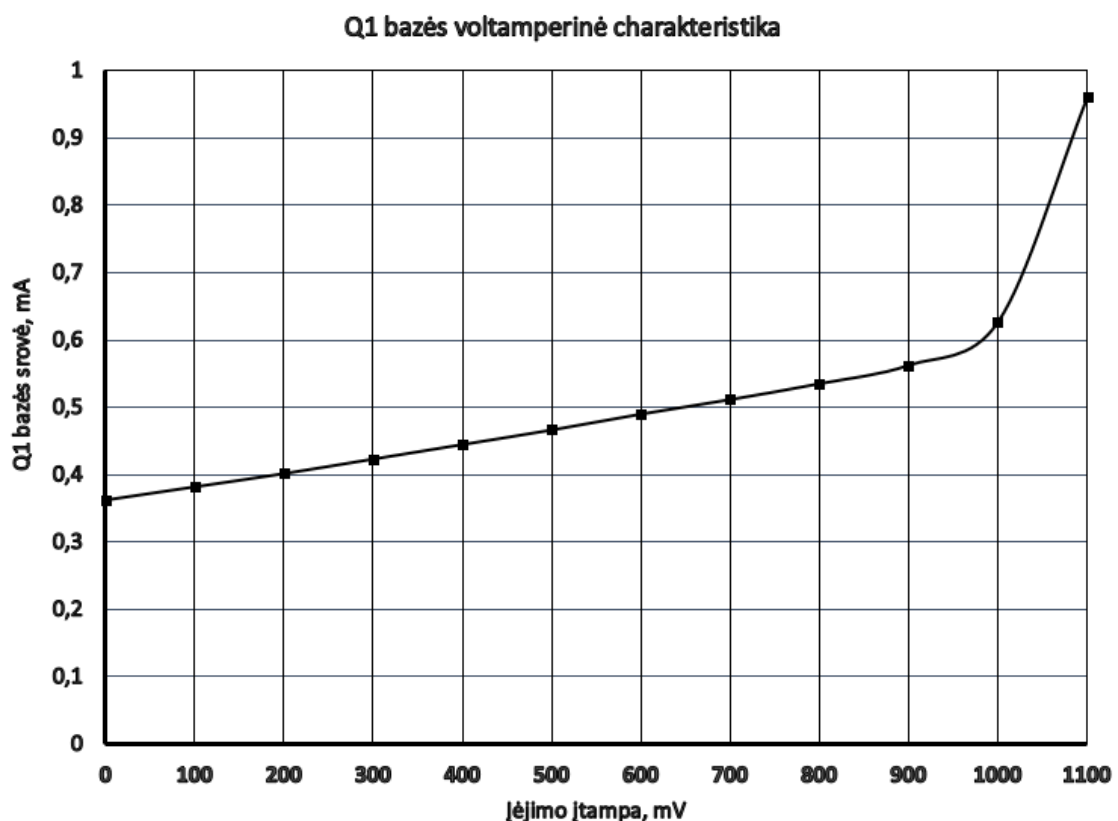
3.1 pav. Stiprinimo charakteristikų matavimo grandinės funkcinė schema

Pateikiamame 3.1 paveiksle matyti, kad AFG3051C funkcinis generatorius per 50 Ω koaksialinį kabelį sujungiamas su testuojamu prototipu. Prototipo stiprinimo koeficientas valdomas siunčiant instrukcijas iš asmeninio kompiuterio per USB jungtį. Prototipo diferenciniai išvadai per 50 Ω

koaksialinius kabelius pajungiami prie DS1302CA oscilografo. Pateikta struktūra leidžia išmatuoti stiprinimo koeficiento nustatymo tikslumą, minimalią signalo amplitudės, kurią stiprintuvas gali „ištempti“ iki ASK diapazono, vertę, maksimalią išėjimo įtampos vertę. Prie prototipo taip pat prijungtas voltmetras. Voltmetro išvadai prijungiami prie tranzistoriaus Q1 bazės rezistoriaus išvadų (žr. 2.11 pav.). Šio voltmetro paskirtis – netiesiogiai matuoti tranzistoriaus Q1 bazės srovės priklausomybę nuo įėjimo įtampos.

3.1.2. Maksimalios įėjimo įtampos vertės matavimas

Maksimaliai saugią įėjimo įtampą galima išmatuoti matuojant buferinės grandinės tranzistorių bazių sroves. Didėjant įėjimo įtampai, didėja tranzistoriaus Q1 bazės srovė (žr. 2.11 pav.). Stebint įtampos kryptį ant žinomos vertės Q1 bazės rezistoriaus, galima įvertinti bazės srovės vertę. Pasiekus kritinę įėjimo įtampos vertę, tranzistoriaus bazės potencialas susilygins su tranzistoriaus kolektoriaus potencialu, tai „pravers“ kolektoriaus sandūrą ir padidins Q1 bazės srovę. BFP620 maksimali saugi bazės srovės vertė yra 3 mA [13]. Įėjimo įtampos lygis, kuriam esant prasidės kolektoriaus sandūros pravėrimas ir bus maksimalus saugus įtampos lygis. 3.2 paveiksle pateikiamas atlikto matavimo rezultatas.



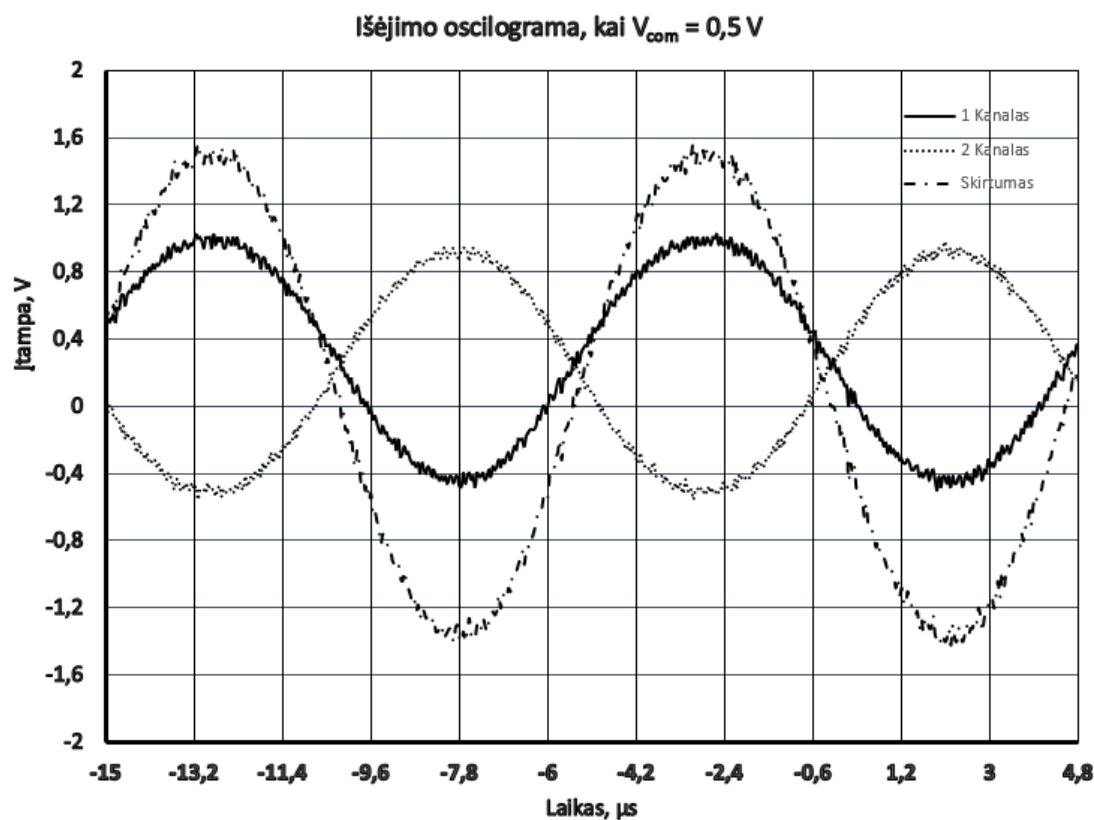
3.2 pav. Q1 bazės voltamperinė charakteristika

3.2 pateikiamoje charakteristikoje matyti, kad iki ~950 mV tranzistoriaus bazės srovė tiesiškai priklauso nuo įėjimo įtampos. Įėjimo įtampai viršijus 1 V srovės pokytis tampa eksponentiniu. Tai

reiškia, kad įėjimo įtampai viršijus 1 V yra atidaroma tranzistoriaus kolektorinė sandūra. Tokiame veikimo režime atsiranda rizika sugandinti įėjimo kaskado tranzistorių. Turint omenyje, kad įėjimo kaskadas sudarytas iš dviejų tranzistorių simetrinės poros, galima nustatyti, kad maksimali neigiama įėjimo įtampa bus lygi tai pačiai teigiamai įtampai su minuso ženklu. Analizuojant gautą charakteristiką buvo nuspręsta techninėje specifikacijoje užrašyti maksimalų įtampos diapazoną kaip ± 800 mV. Tokia vertė buvo pasirinkta siekiant palikti ~ 200 mV įtampos atsargą ir užtikrinti minimalų signalo netiesinį iškraipymą.

3.1.3. Išėjimo charakteristikų matavimas

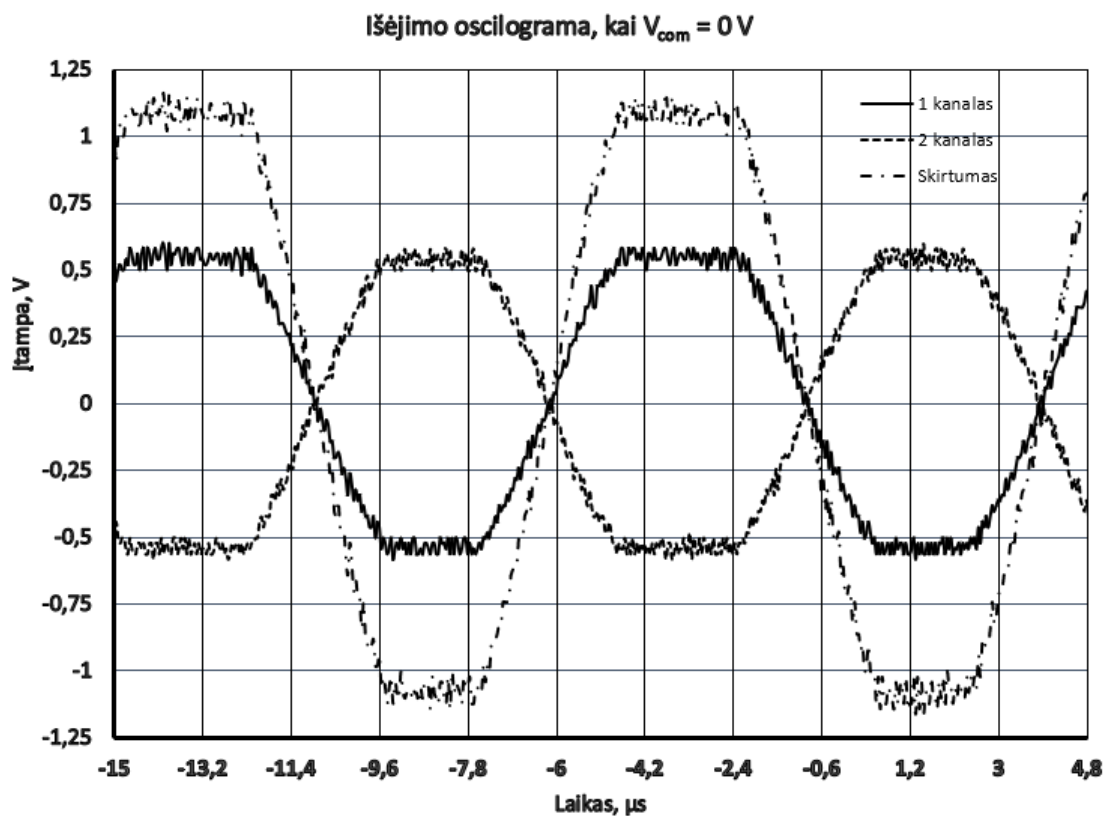
Matuojant išėjimo charakteristikas siekiama išsiaiškinti, kokią maksimalią įtampos vertę prototipas gali paduoti $50\ \Omega$ apkrovai. 1.2 skyriuje aptartas pavyzdys su ASK diapazonu 0–1 V. Projektavimo metu nebuvo žinoma kokiam konkrečiam ASK modeliui bus pritaikytas stiprintuvas. Atsižvelgus į oscilografų pramonėje naudojamus ASK modelius buvo nuspręsta projektuoti dažniausiai naudojamam, 1 V dvigubosios amplitudinės vertės, diapazonui. Tam, kad išmatuoti maksimalią išėjimo įtampą, valdomo stiprinimo grandinė buvo nustatyta 26 dB stiprinimui. Įėjimo signalo amplitudė didinama iki kol išėjimo signalas beveik pasieks soties būseną. 3.3 paveiksle pateikiama oscilograma rodo maksimalią stiprintuvo tiesinės veikos įtampą.



3.3 pav. Maksimali tiesinė išėjimo įtampos vertė ($V_{com} = 0,5$ V, $R_L = 50\ \Omega$)

3.3 pateikiamame paveiksle pateikta oscilograma parodo, kad signalo nuolatinei dedamajai (V_{com}) esant 0,5 V lygmenyje, išėjimo įtampos dviguboji amplitudinė vertė siekia 3 V. Tai sutampa

su LMH6401 techninėmis specifikacijomis [16]. Atsižvelgus į tai, kad toks platus įtampų diapazonas nėra reikalingas ir į tai, kad įtaiso tolesniam testavimui naudojama RF matavimo įranga yra jautri DC signalo dedamajai, buvo nuspręsta bendrą įtampos vertę prilyginti nuliui. Gauta oscilograma pateikiama 3.4 paveiksle. Pateiktame paveiksle matyti, kad dviguboji amplitudinė vertė sumažėjo nuo 3 V iki 2 V. Toks diapazono sumažėjimas nulemtas nesimetriškų maitinimo šaltinių ir LMH6401 vidinės struktūros. Nepaisant to, gauta 2 V dviguboji amplitudinė vertė yra du kartus platesnė nei reikalaujama užduotyje.



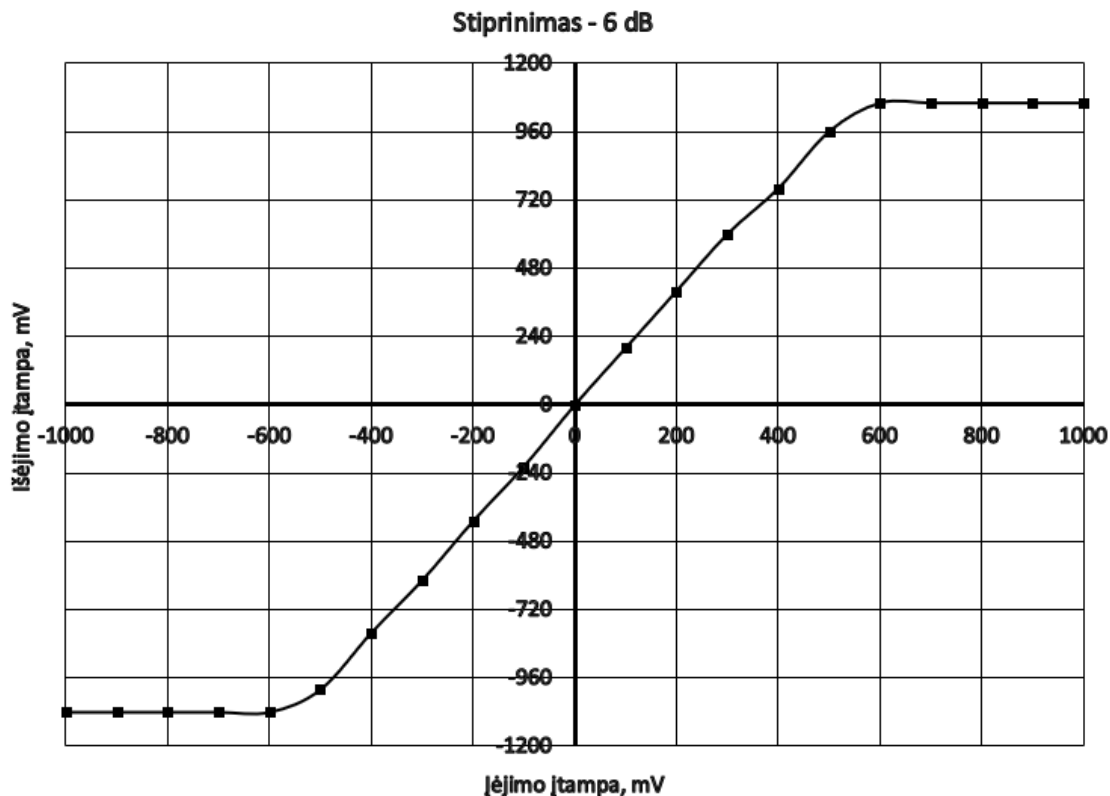
3.4 pav. Maksimali išėjimo įtampos vertė ($V_{com} = 0$ V, $R_L = 50 \Omega$)

Vaizdesniam stiprintuvo tiesiškumo įvertinimui buvo išmatuota perdavimo charakteristika. Išmatuota charakteristika pateikiama 3.5 paveiksle. Pateikta charakteristika išmatuota nustačius 6 dB stiprinimo koeficientą. Į prototipo įėjimą buvo paduodamos nuolatinės įtampos vertės. Oscilografu matuojamos prototipo išėjime esančios įtampos vertės. 3.4 paveiksle pateikiamoje charakteristikoje matyti, kad stiprintuvo tiesinės veikos diapazonas yra tarp -1 V ir +1 V. Tai sutampa su 3.4 paveiksle pateiktu matavimu. Reikėtų pastebėti, kad naudojamas DS1302CA oscilografas neturi pakankamos vertikaliosios skiriamosios gebos, dėl to neįmanoma įvertinti stiprintuvo nulinio poslinkio įtampos. Stiprintuvo tiesinės veikos diapazonas du kartus platesnis nei užsibrėžtas, tai reiškia, kad atsiradus būtinybei stiprinimo traktas gali būti naudojamas su platesnio įėjimo diapazono ASK modeliais.

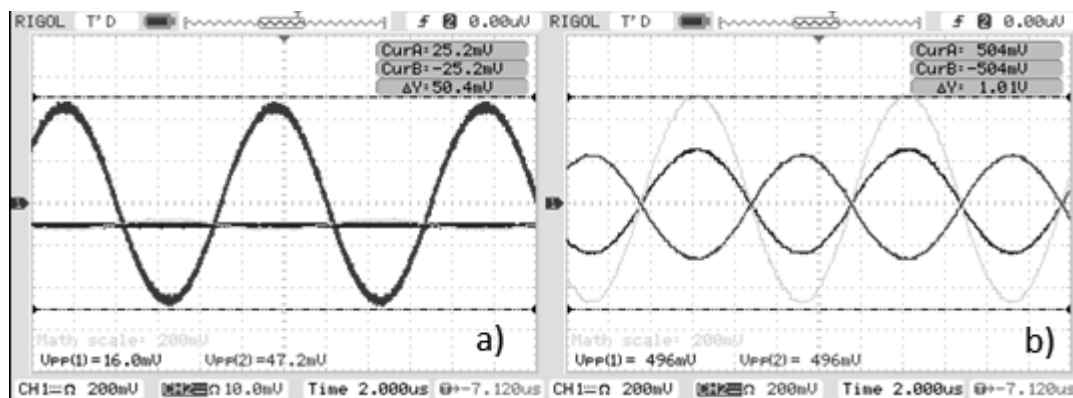
Norint įvertinti stiprintuvo dinaminį diapazoną buvo išmatuota minimali įtampos vertė, kurią stiprintuvas gali „ištempti“ iki 1 V dvigubos amplitudinės vertės. Šiam matavimui atlikti buvo nustatytas maksimalus stiprinimo koeficientas, o įėjimo signalo amplitudė didinama iki tol, kol

išėjimo signalo amplitudė pasieks 1 Vpp. Išėjime atsiradus reikiamos amplitudės signalui, generatoriaus išvadas buvo prijungtas tiesiogiai prie oscilografo tam, kad išmatuoti įėjimo signalo amplitudę. Gautos oscilogramos pateikiamos 3.6 paveiksle. Naudojant 3.6 paveiksle pateiktus matavimo duomenis buvo įvertintas jautriausias įmanomas, suprojektuoto oscilografo vertikaliojo trakto prototipo, skalės nustatymas:

$$\frac{47 \text{ mV}}{8 \text{ pad}} = 5,8 \frac{\text{mV}}{\text{pad}} \cong 5 \frac{\text{mV}}{\text{pad}}. \quad (3.1)$$



3.5 pav. Perdavimo charakteristika esant 6 dB stiprinimu



3.6 pav. Dinaminio diapazono matavimas: a) įėjimo signalas, b) išėjimo signalas

3.1 išraiškoje minimali „ištempiama“ signalo vertė padalinama iš oscilografo 8 padalų. Gaunama minimali V/pad reikšmė yra apytikriai lygi 5 mV/pad. Užduotyje buvo užsibrėžtas 10 mV/pad minimalus jautrumo skalės nustatymas. Tai reiškia, kad prototipas su atsarga viršija užsibrėžtą minimalią jautrumo skalės vertę. Maksimali voltų/padalai reikšmė gali būti įvertinta turint omenyje tai, kad maksimalus saugus buferinės grandinės įėjimo įtampos lygis yra apie ± 800 mV (žr. 3.2 pav.), o atenuatoriaus stiprinimo koeficientas siekia -20 dB arba 0,1 karto. Tai reiškia, kad maksimali įėjimo įtampa atenuatoriaus grandinės įėjime siekia 8 V. 8 V įtampa 8 padalų skalėje užtikrina 1 V/pad maksimalią jautrumo skalės vertę. Gauta vertė atitinka užduotyje užsibrėžtą (1 V/pad) vertę. Matavimas nebuvo atliktas tiesiogiai nes naudojamo generatoriaus maksimali įtampa siekia tik ± 5 V.

3.1 lentelėje pateikiamas stiprinimo koeficiento nustatymo tikslumo matavimo rezultatai.

3.1 lentelė. Stiprinimo koeficiento nustatymo tikslumas

Nustatytas stiprinimas, dB	Išmatuotas signalas, mV	Įėjimo ir stiprinimo sandauga, mV	Paklaida, %
-6	50,8	50,12	1,34
-5	56	56,23	0,42
-4	61,6	63,10	2,43
-3	72	70,79	1,67
-2	80	79,43	0,71
-1	90,4	89,13	1,41
0	102	100,00	1,96
1	114	112,20	1,58
2	126	125,89	0,09
3	141	141,25	0,18
4	164	158,49	3,36
5	182	177,83	2,29
6	204	199,53	2,19
7	226	223,87	0,94
8	256	251,19	1,88
9	282	281,84	0,06
10	316	316,23	0,07
11	350	354,81	1,38
12	404	398,11	1,46
13	452	446,68	1,18
14	508	501,19	1,34
15	560	562,34	0,42
16	632	630,96	0,16

3.1 lentelė. Tęsinys

Nustatytas stiprinimas, dB	Išmatuotas signalas, mV	Iėjimo ir stiprinimo sandauga, mV	Paklaida, %
17	708	707,95	0,01
18	808	794,33	1,69
19	904	891,25	1,41
20	1010	1000,00	0,99
21	1114	1122,02	0,72
22	1270	1258,93	0,87
23	1400	1412,54	0,90
24	1680	1584,89	5,66
25	1840	1778,28	3,35
26	2020	1995,26	1,22

3.1 lentelės duomenų matavimas buvo atliekamas prototipo įėjime nustačius 100 mV įtampos amplitudę. Stiprinimo koeficientas buvo keičiamas 1 dB žingsniu. Kiekvienai stiprinimo koeficiento reikšmei išmatuota atitinkama išėjimo įtampos reikšmė. Gautos reikšmės buvo palygintos su analitiškai apskaičiuotomis reikšmėmis. Buvo apskaičiuota procentinė paklaida tarp analitiškai apskaičiuotos ir išmatuotos verčių. Pramonėje siekiama, kad stiprinimo koeficiento nustatymo paklaida neviršytų 10 %. Aukščiausia išmatuota paklaida siekia ~6 % esant 24 dB stiprinimo nustatymui. Gautas stiprinimo koeficiento nustatymo tikslumas atitinka standartą.

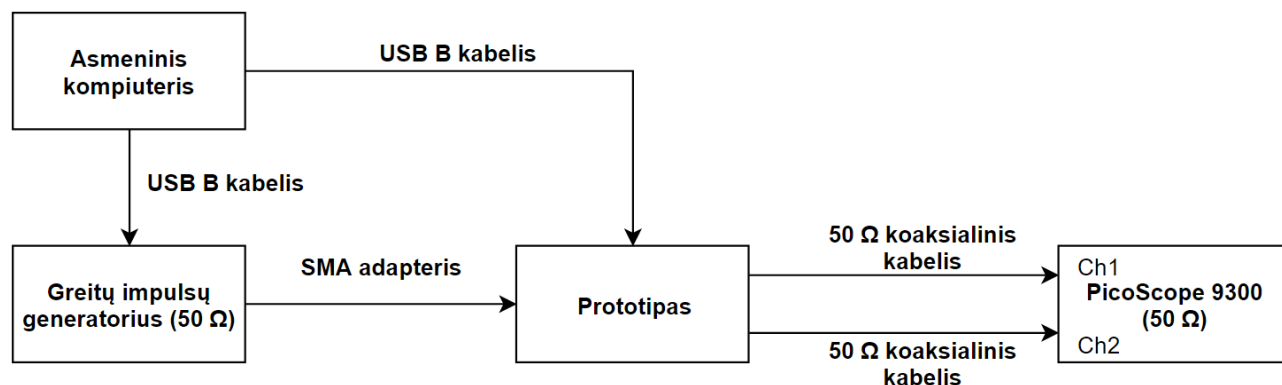
3.2. Stiprintuvo laikinių charakteristikų matavimas

Oscilografo stiprintuvo laikinės charakteristikos leidžia įvertinti stiprintuvo praleidžiamų dažnių juostą, signalo iškraipymus, nusistovėjimo trukmę ir kitus, signalo priėmimo sistemai svarbius, parametrus. Laikinės charakteristikos dažniausiai naudojamos realiojo laiko oscilografų signalo iškraipymų ir praleidžiamų dažnių juostos įvertinimui. Šiame skyriuje aprašomas prototipo laikinių charakteristikų matavimas.

3.2.1. Laikinių charakteristikų matavimo metodika

3.7 paveiksle pateikiama matavimo grandinės funkcinė schema. Matavimo grandinėje naudojamas „Leo Bodnar“ greitų impulsų generatorius [22]. Tai USB sąsaja valdomas impulsų generatorius, kurio pereinamosios charakteristikos trukmė siekia ~35 ps. 50 Ω apkrovai generatorius pateikia nuo 50 mVpp iki 1,2 Vpp amplitudės signalą. Prototipo atsako matavimui naudojamas „PicoScope 9300“ stroboskopinis oscilografas [23]. Tai aukštadažnis pasikartojančių signalų USB

oscilografas. Šio įrenginio pralaidumo juosta siekia 20 GHz. Toks sąlyginai didelis dažnių juostos plotis užtikrina, kad matavimo įrenginys turi minimalią įtaką matuojamam signalui. Greitų impulsų generatorius per SMA adapterį prijungiamas prie tiriamo prototipo. Greitų impulsų generatoriaus ir „PicoScope 9300“ laikinės sinchronizacijos grandinės sujungiamos koaksialiniu kabeliu. Šis sujungimas leidžia oscilografui tiksliau atvaizduoti greitus signalo perėjimus. Prototipo diferencinis išėjimas prijungiamas prie oscilografo pirmo ir antro kanalų. Visi trys matavimo įrenginiai per atskiras USB jungtis prijungiami prie asmeninio kompiuterio.



3.7 pav. Laikinių charakteristikų matavimo grandinės funkcinė schema

Pereinamoji charakteristika matuojama nustatant generatoriaus amplitudės ir prototipo stiprinimo koeficiento vertes taip, kad išėjime būtų 1 V_{pp} diferencinis signalas. Pereinamoji charakteristika išmatuota su trimis stiprinimo koeficiento vertėmis – 1 dB, 13 dB, 26 dB. Gautos charakteristikos buvo vertinamos pagal charakteristikos trukmę ir netolygumus. Buvo siekiama gauti ne ilgesnę kaip 180 ps pereinamosios charakteristikos trukmę su netolygumais, kurių vertė būtų mažesnė nei 10 %.

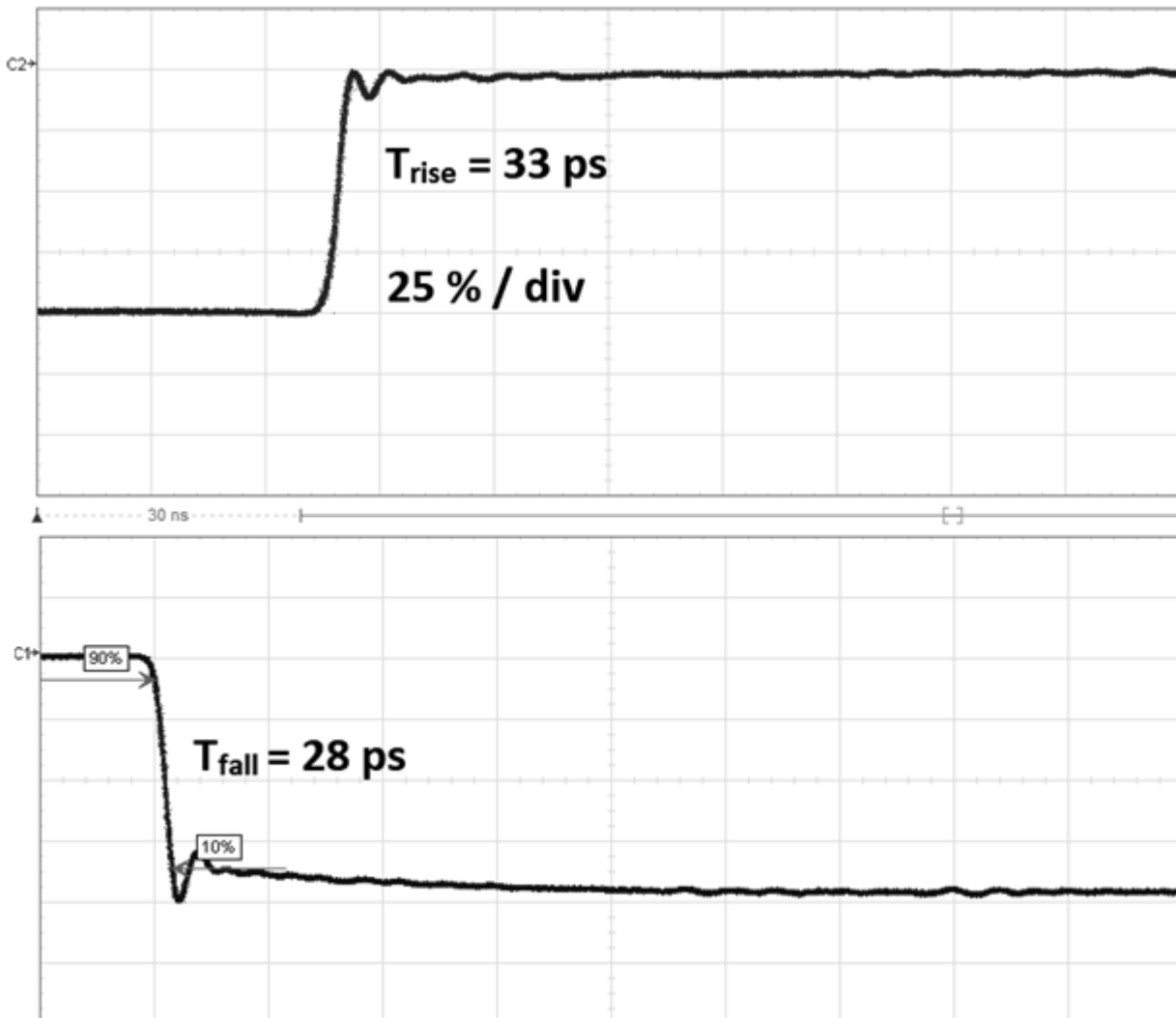
3.2.2. Laikinių charakteristikų matavimų rezultatai

3.8 paveiksle pateikiama greitų impulsų generatoriaus pereinamoji charakteristika. Charakteristika išmatuota generatorių tiesiogiai prijungus prie PicoScope 9300 oscilografo. Pateiktoje oscilogramoje matyti, kad impulso generatoriaus kylantis ir krentantis frontai nėra simetriški. Krentantis frontas turi nuožulnią kilimo iki loginio „1“ dalį, kuri trunka apie 1 ns. Toks signalo frontų nesimetriškumas pastebimas ir prototipo pereinamoje charakteristikoje. Dėl šios priežasties pateikiamos tik kylančio fronto oscilogramos. Generatoriaus kylančio fronto trukmė siekia 33 ps. Išmatuota trukmė gali būti perskaičiuota į stačiakampio impulso spektro plotį:

$$\Delta F = \frac{0,35}{33 \text{ ps}} \cong 10,6 \text{ GHz.} \quad (3.2)$$

Iš 3.2 išraiškos matyti, kad matavime naudojamo signalo spektro plotis daugiau nei 3 kartus viršija tiriamos sistemos planuojamą praleidžiamų dažnių juostos plotį. Tai užtikrina korektišką

pereinamosios charakteristikos matavimą. Generuojamo signalo netolygumas siekia 9–10 %. Grafiškai netolygumą galima įvertinti turint omenyje, kad vienos padalos reikšmė siekia 25 % signalo amplitudės. Analitiškai netolygumas vertinamas skaičiuojant santykį tarp perviršio ir nusistovėjusios amplitudės verčių. Teigiamu perviršiu vadinama maksimali iškraipymo vertė, viršijanti nusistovėjusią vienetinę vertę. Neigiamu perviršiu vadinama maksimali iškraipymo vertė, mažesnė už nusistovėjusią amplitudės vertę. Atliekant pereinamosios charakteristikos matavimą atsižvelgta į testavimo signalo netolygumą. Iš matavime gautų netolygumų buvo atimta testavimo signalo netolygumo vertė.

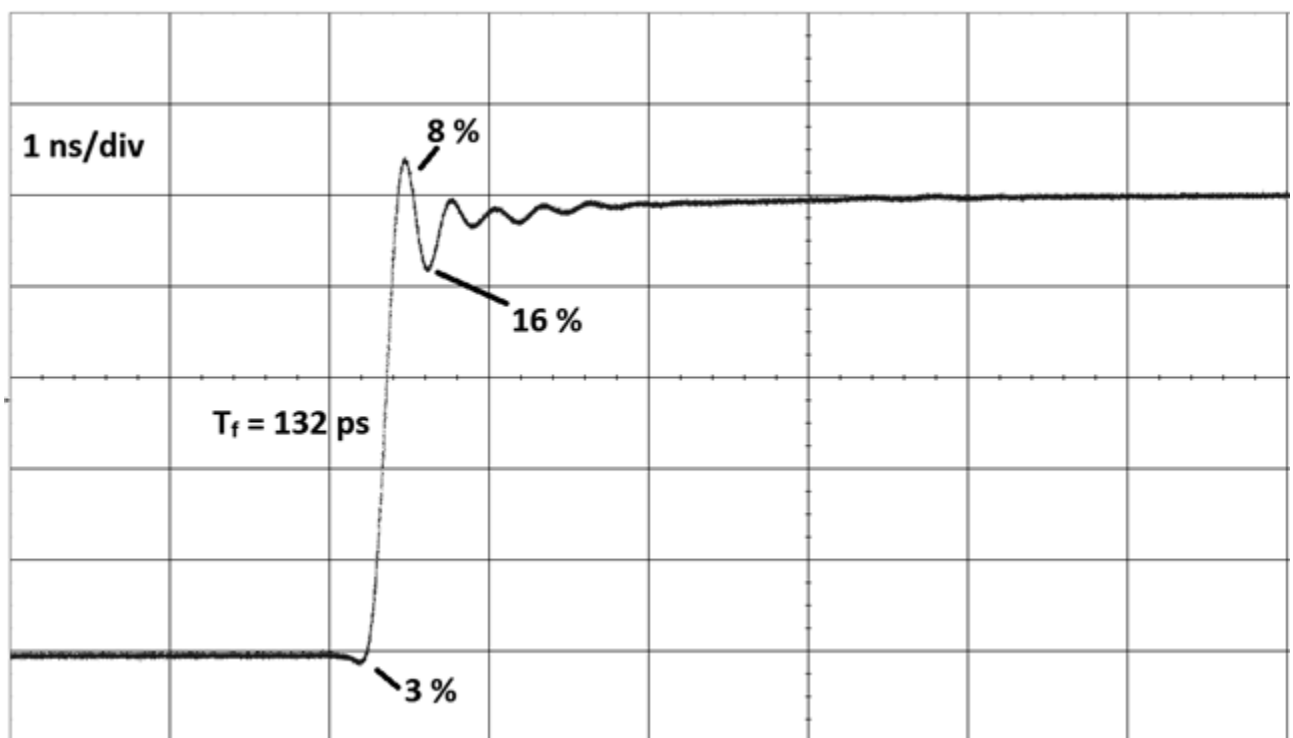


3.8 pav. Generatoriaus kylančio ir krintančio frontų pereinamoji charakteristika

3.9 paveiksle pateikiama prototipo pereinamoji charakteristika esant 1 dB stiprinimui. Pateiktame paveiksle pažymėtos matuojamos charakteristikos vertės. Kylančio fronto trukmė siekia 132 ps. Perskaičiavus šią vertę į praleidžiamų dažnių juostos plotį gauname:

$$\Delta F = \frac{0,45}{132 \text{ ps}} \cong 3,4 \text{ GHz.} \quad (3.3)$$

Reikėtų pastebėti, kad šiuo atveju 3.3 išraiškos skaitiklyje naudojamas koeficientas 0,45, o ne 0,35, kaip 3.2 išraiškoje. Toks koeficientas pasirinktas remiantis kitų oscilografų techninėmis specifikacijomis [6]. Gauta kylančio fronto trukmė atitinka vertę, užsibrėžtą užduotyje. Charakteristikoje įvertinti trys iškraipymai: iškraipymas atsiradęs prieš frontui kylant (angl. *preshoot*), teigiamas ir neigiamas perviršiai. Šių iškraipymų vertės yra 3 %, 8 % ir 16 % atitinkamai. Toliau tiriant stiprintuvo charakteristikas išsiaiškinta, kad 3 % iškraipymas atsiranda dėl LMH6401 stiprintuvo, kuris esant žemoms stiprinimo vėrtėms įneša šį iškraipymą į signalą. Lyginant su etalonine 3.8 pav. charakteristika, prototipas į signalą įnešė 8 % teigiamą ir 6 % neigiamą perviršius. 6 % vertė gauta iš 16 % atimant 10 % iškraipymą, išmatuotą 3.8 paveiksle. Prototipas neviršija 10 % leistinos įneštų iškraipymų vertės. Prototipo charakteristikoje taip pat atsirado 2,5 ns trukmės nusistovėjimo laikas. Charakteristikos nusistovėjimo laikas atsiranda dėl spausdintinės plokštės takelių parazitinių induktyvumų.



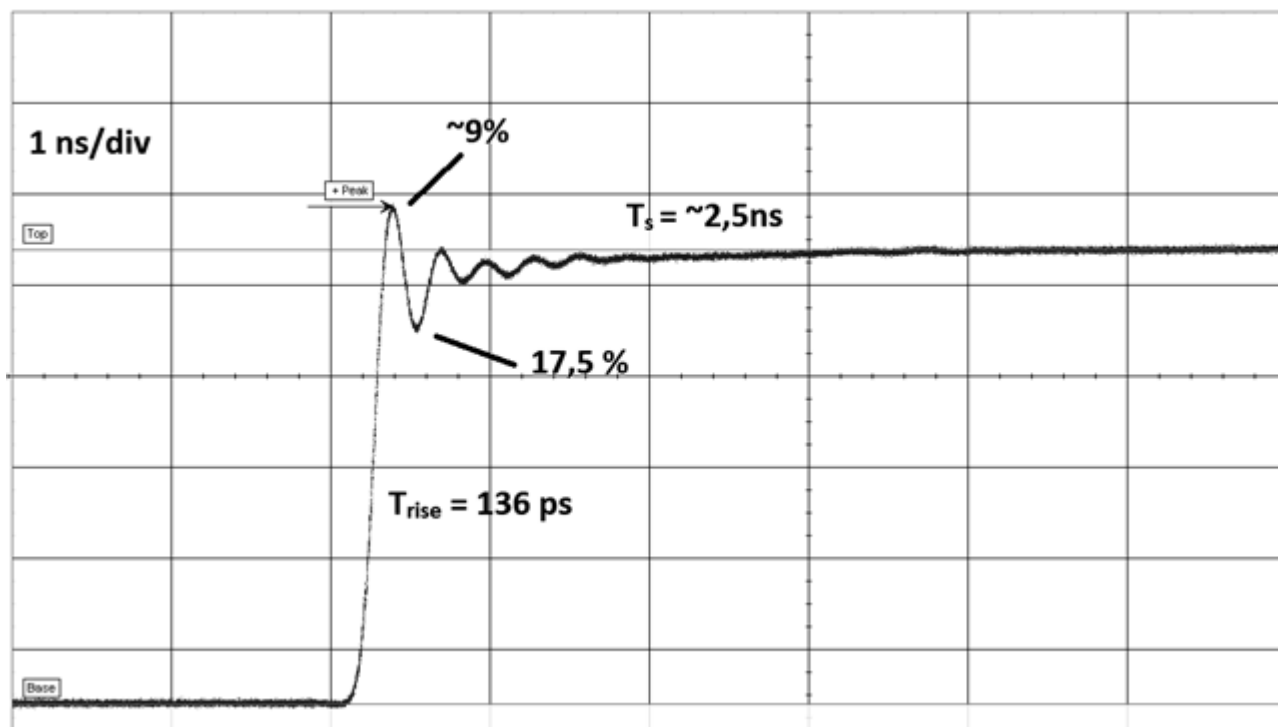
3.9 pav. Prototipo pereinamoji charakteristika (stiprinimas 1 dB)

3.10 paveiksle pateikiama prototipo pereinamoji charakteristika esant 13 dB stiprinimo koeficientui. Charakteristikos kylančio fronto trukmė siekia 136 ps. Gauta vertė beveik nesiskiria nuo 3.9 paveiksle gauto rezultato. Tai reiškia, kad pralaidumo juosta esant 13 dB stiprinimui yra analogiška 1 dB stiprinimo atvejui. Galima pastebėti, kad charakteristikoje neliko buvusio prieš frontą iškraipymo. Šis iškraipymas dingsta, kai LMH6401 stiprinimo koeficientas nustatomas virš 4 dB. Charakteristikos nusistovėjimo trukmė liko nepakitusi – 2,5 ns. Teigiamas ir neigiamas perviršiai padidėjo nuo 8 % ir 6 % iki 9 % ir 7,5 % atitinkamai. 3.11 paveiksle pateikiama stiprintuvo

pereinamoji charakteristika esant 26 dB stiprinimo koeficientui. Šiuo atveju kylančio fronto trukmė žymiai padidėjo ir siekia 150 ps. Perskaičiavus šią vertę į praleidžiamų dažnių juostos plotį gausime:

$$\Delta F = \frac{0,45}{150 \text{ ps}} = 3,0 \text{ GHz.} \quad (3.4)$$

Gautas praleidžiamų dažnių juostos plotis vis dar atitinka užduotyje užsibrėžtą (2,5 GHz) tikslą. Stiprintuvo teigiamas ir neigiamas paviršiai pasikeitė: teigiamas sumažėjo iki 3,5 %, neigiamas padidėjo iki 10 %. 3.2 lentelėje pateikiama visų išmatuotų charakteristikų suvestinė.



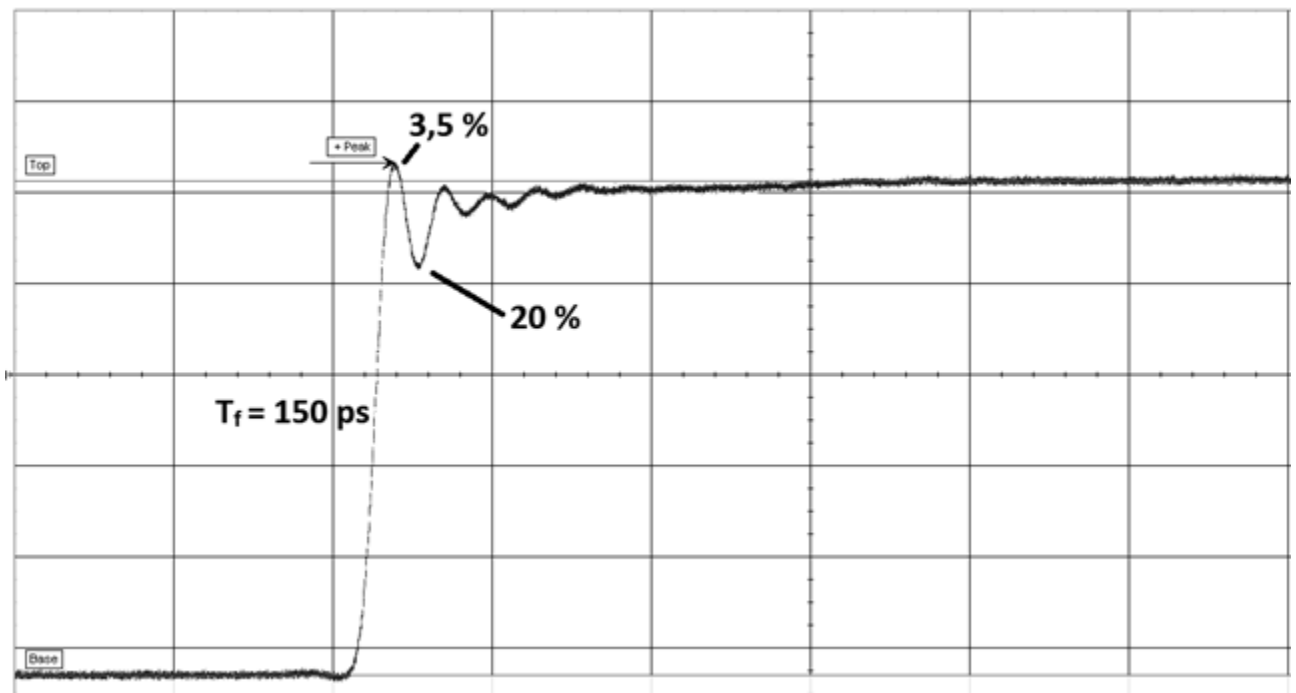
3.10 pav. Prototipo pereinamoji charakteristika (stiprinimas 13 dB)

3.2 lentelė. Pereinamųjų charakteristikų suvestinė

Stiprinimo koeficientas, dB	Fronto trukmė, ps	Teigiamas paviršius, %	Neigiamas paviršius, %	1 % nusistovėjimo trukmė, ns
1	132	8	6	2,5
13	136	9	7,5	2,5
26	150	3,5	10	2,5

3.2 lentelėje pateiktoje suvestinėje matyti, kad visame stiprinimo koeficientų diapazone prototipo parametrai pasiekia užsibrėžtus užduotyje. Fronto trukmė neviršija 180 ps. Iškraipymų vertė neviršija 10 %. Atliekant matavimą buvo išlaikoma nuolatinė išėjimo įtampos vertė, keičiant įėjimo įtampos bei stiprinimo koeficiento vertes. Tai reiškia, kad dalis išmatuotų paklaidų taip pat priklauso nuo įėjimo signalo amplitudės. Taip yra todėl, kad esant skirtingoms generatoriaus signalo amplitudėms, generuojamo signalo forma keičiasi. Taip pat keičiasi įėjimo kaskadų tranzistorių kolektorių srovės, kas taip pat turi įtakos gaunamai išėjimo charakteristikai. Visų šių paklaidų įtaka sudėtinga tiksliai

įvertinti. Taip pat sudėtinga tiksliai įvardinti atskirai vieno ar kito prototipo kaskado įtaką signalo iškraipymų dydžiui.



3.11 pav. Prototipo pereinamoji charakteristika (stiprinimas 26 dB)

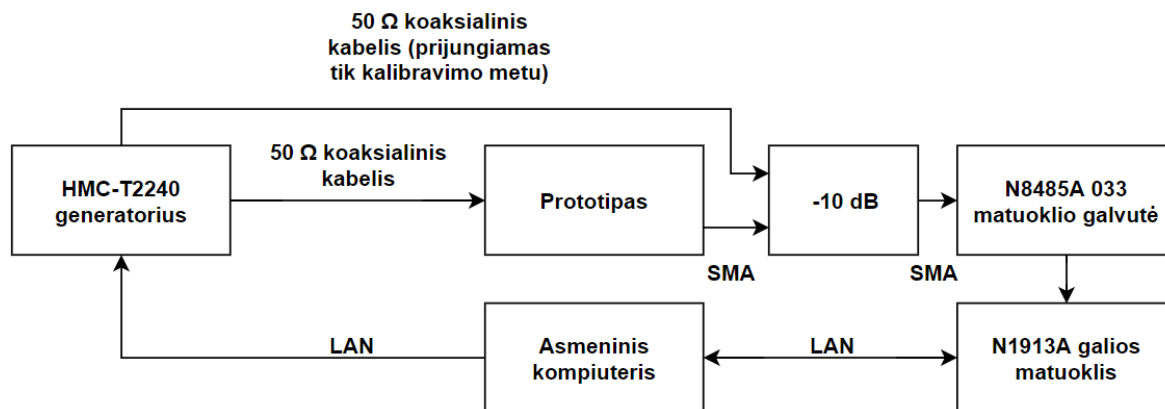
Gautų iškraipymų priežastimi gali būti parazitiniai reaktansai, fazinės ir amplitudinės charakteristikų netiesiškumai bei galutinis praleidžiamų dažnių juostos plotis. 4 skyriuje aptariama, kokių veiksmų galima imtis siekiant sumažinti arba kompensuoti stiprintuvo signalo iškraipymą.

3.3. Stiprintuvo dažninės amplitudinės charakteristikos matavimas

Yra žinoma, kad stiprintuvo laikinės ir dažninės charakteristikos yra ekvivalentiškos. Abi šios charakteristikos suteikia tą pačią informaciją kitokiais pavidalais. Perėjimui iš laiko į dažnių ašį naudojami Furjė transformaciją įgyvendinantys įrenginiai – spektro analizatoriai. Atliekant prototipo tyrimą nebuvo pasiekiamas tinkamų parametrų spektro analizatorius. Prototipo spektras taip pat gali būti gautas atliekant tam tikras matematines operacijas su skaitinėmis įėjimo ir išėjimų signalų, gautų matuojant pereinamąją charakteristiką, reikšmėmis. Tokio netiesioginio matavimo metodo buvo atsisakyta atsižvelgiant į tai, kad tokiu atveju į gautą matavimą bus įtrauktos tiek oscilografo, tiek matematinio metodo paklaidos. Buvo nuspręsta tiesiogiai išmatuoti prototipo DAch naudojant toliau aprašomą metodiką.

3.3.1. Dažninės amplitudinės charakteristikos matavimo metodika

Naudojamos matavimo grandinės funkcinė schema pateikiama 3.12 paveiksle.



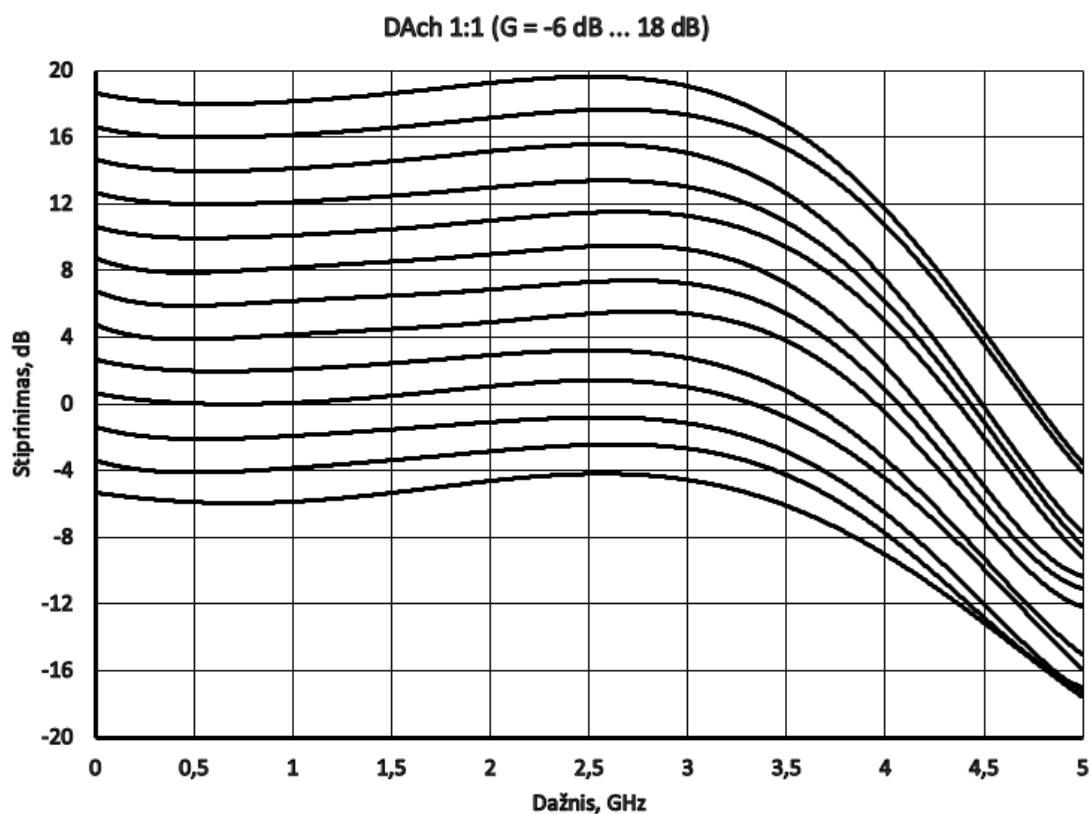
3.12 pav. Dažninės charakteristikos matavimo stendo funkcinė schema

Praleidžiamų dažnių juostos matavimas sudarytas iš dviejų dalių: sistemos kalibravimo ir kintamojo dažnio virpesio siuntimo į prototipą. 3.12 pateikiamame paveiksle matyti, kad naudojamas HMC-T2240 [26] signalų generatorius. Šio modelio generatorius gali generuoti virpesius iki 40 GHz. Maksimali generuojamo virpesio galia siekia 26 dBm esant 1 GHz dažniui. Sistemos kalibravimo metu HMC-T2240 yra prijungiamas prie N8485A [25] galios matuoklio galvutės. Ši galvutė yra N1913A [24] galios matuoklio dalis, kuri matuoja virpesių, iki 33 GHz, galią. Generatorius ir kalibravimo galvutė sujungiami per 10 dB atenuatorių. Tai daroma siekiant užtikrinti papildomą apsaugą jautriai matavimo galvutei. Generatorius ir galios matuoklis per LAN (angl. *local area network*) valdomi asmeniniame kompiuteryje esančia testavimo programa. Kalibravimo metu asmeniniame kompiuteryje esanti programa nustato generatoriaus generuojamo virpesio dažnį ir galią. Sukurtas sinusinis virpesys yra matuojamas galios matuoklio sistemos, kuri gautus duomenis perduoda valdymo programai. Gautas skirtumas tarp nustatytos ir išmatuotos virpesio galių yra naudojamas kaip kalibravimo koeficientas generatoriui. Tokiu būdu, iš matavimo pašalinama nuolatinės generatoriaus paklaidos įtaka. Nustačius reikiamą dažnių ruožą ir taškų skaičių, gaunama kalibravimo kreivė visame matuojamame diapazone. Šis matavimo stendas sukurtas ir naudojamas įmonės „Eltesta“ inžinieriais. Stendo matavimo paklaida po kalibravimo siekia 1,5 %.

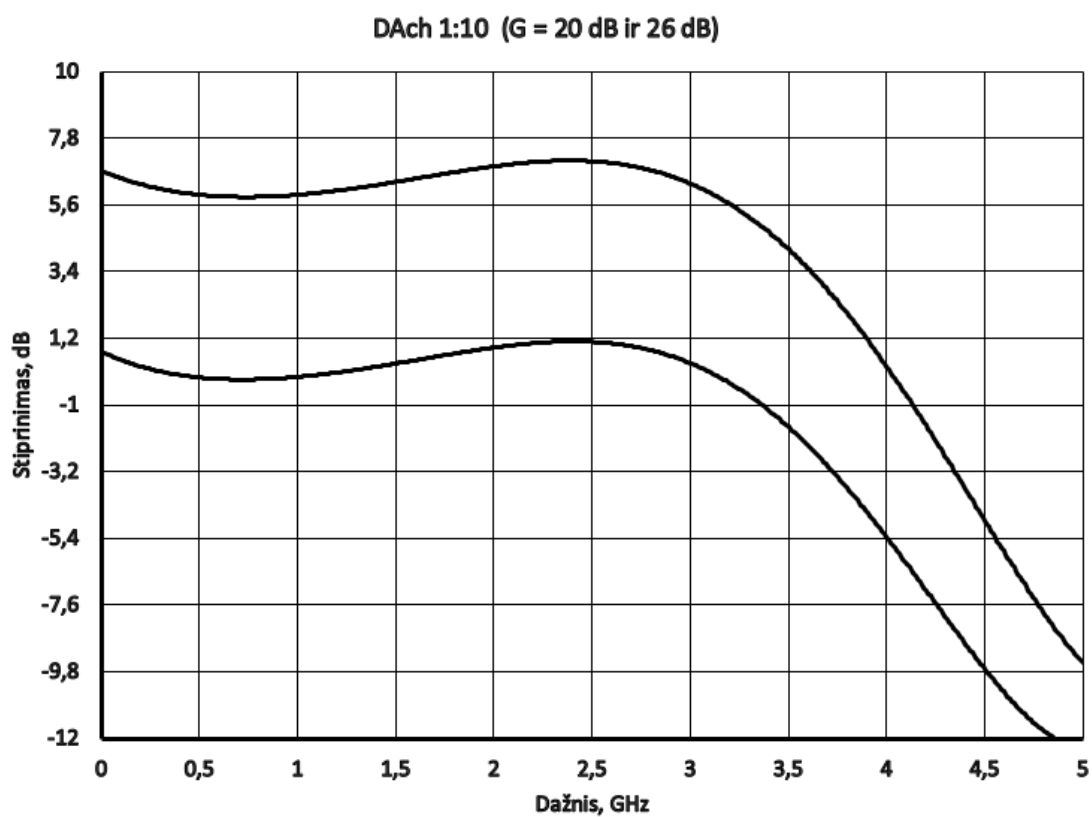
Po sistemos kalibravimo tarp generatoriaus ir galios matuoklio įterpiamas prototipas. Sukalibruotos galios dažnių seka paduodama prototipui. Skirtumas tarp sukalibruotos ir prototipo išėjimo kreivių yra naudojamas įvertinant prototipo praleidžiamų dažnių juostą. Asmeniniu kompiuteriu keičiamas prototipo stiprinimo koeficientas. DAch išmatuota keičiant stiprinimo koeficientą nuo -6 dB iki 18 dB tiesiogiai, ir nuo 20 dB iki 26 dB naudojant prototipo -20 dB atenuatorių.

3.3.2. Dažninės amplitudinės charakteristikos matavimo rezultatai

Išmatuotos charakteristikos pateikiamos 3.13 ir 3.14 paveiksluose.



3.13 pav. DAch be atenuatoriaus, stiprinimas nuo -6 dB iki 18 dB



3.14 pav. DAch įjungus -20 dB atenuatorių, stiprinimas 20 dB ir 26 dB

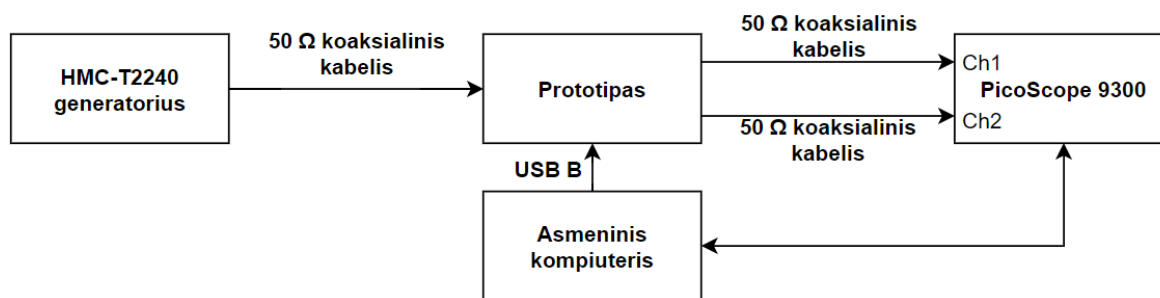
3.13 paveiksle pateikiamos DAch matuotos atenuatorių perjungus į 1:1 padėtį. Stiprinimo koeficientas nustatomas 2 dB žingsniu nuo -6 dB iki 18 dB. Pateikiamos charakteristikos yra aproksimuotos 6 eilės polinomu. Visos charakteristikos pasižymi ~0,5 dB netolygumu esant žemesniam nei 250 MHz dažniui. Šio netolygumo priežastimi gali būti BFP620 tranzistoriaus aukštas galios stiprinimo koeficientas žemuose dažniuose [13]. Tranzistoriaus galios stiprinimo koeficientas siekia 35–45 dB žemuose dažniuose ir eksponentiškai mažėja didėjant dažniui. Tarp 1,25 GHz ir 3,25 GHz charakteristikoje atsiranda perversis, kurio maksimali vertė siekia 1–2 dB priklausomai nuo stiprinimo koeficiento.

3.14 paveiksle pateikiamos dvi charakteristikos, išmatuotos įjungus -20 dB atenuatorių. Prototipo stiprinimo koeficientas buvo nustatytas 20 dB ir 26 dB stiprinimui, tokiu būdu bendrai gaunamas 0 dB ir 6 dB stiprinimo koeficientas. Pateiktas charakteristikų pobūdis sutampa su matytu 3.13 paveiksle. Tai reiškia, kad parinkti GAT-10+ modelio atenuatoriai neturi pastebimos įtakos prototipo DAch.

Visos pateikiamos charakteristikos -3 dB ribą pasiekia ne mažesniame nei 3–3,5 GHz dažnyje. Tai reiškia, kad prototipas atitinka ir viršija užduotyje nurodytą 2,5 GHz vertę. Gauti charakteristikos netolygumai gali būti kompensuojami projektuojant žemų dažnių filtrą, kurio pralaidumo juosta kompensuotų prototipo sukuriamus iškraipymus.

3.4. Triukšmo ir iškraipymų matavimas

Šiame matavime įvertinamas prototipe generuojamas atsitiktinis triukšmas bei signalo vizualus iškraipymas. Matavimo grandinės funkcinė schema pateikiama 3.15 paveiksle.



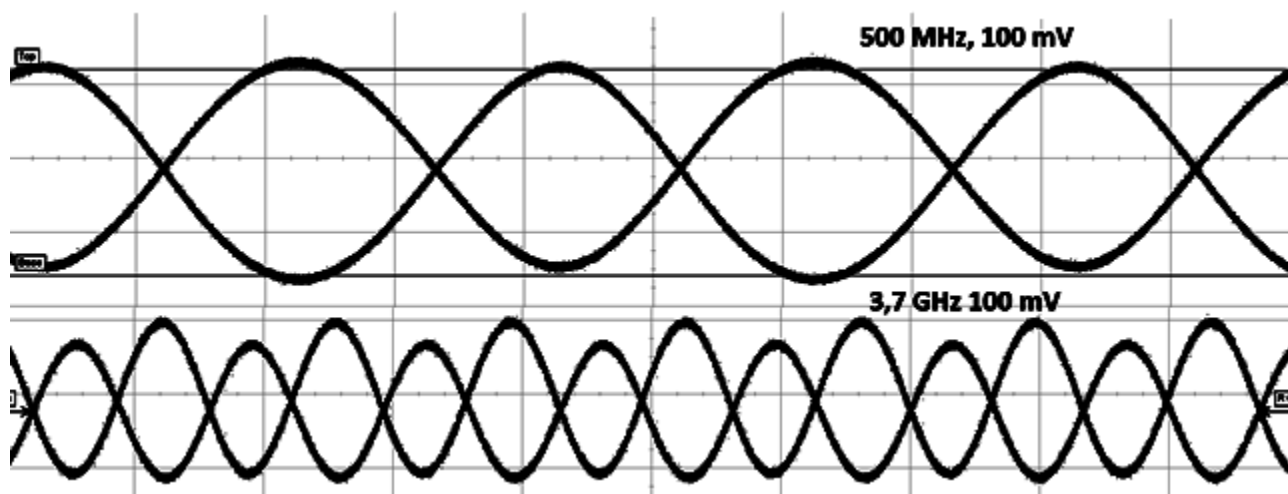
3.15 pav. Triukšmo ir iškraipymų matavimo grandinės funkcinė schema

Matavime naudojamas anksčiau minėtas HMC-T2240 generatorius. Šis generatorius naudojamas įvertinant prototipo sukuriamą vizualų netiesinį signalo iškraipymą. Šis iškraipymas gali būti apibrėžtas per harmoninių iškraipymų koeficientą:

$$K_{dB} = 20 \log \left(\frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \right), \quad (3.5)$$

čia K_{dB} – harmoninių virpesių iškraipymo koeficientas, U_1 – pagrindinės harmonikos amplitudė, $U_2...U_n$ – šalutinių harmonikų amplitudės. 3.5 išraiškoje pateikiamas koeficientas gali būti įvertintas turint išėjimo signalo amplitudinį spektrą. Neturint tikslaus spektro analizatoriaus galima vadovautis praktine taisykle: jeigu oscilografo signalo iškraipymo nepastebi žmogaus akis, koeficientas K yra ne didesnis nei -30 dB arba 3 % nuo signalo amplitudės. 3.16 paveiksle pateikiamos dviejų išmatuotų signalų oscilogramos. Pateiktuose oscilogramose išmatuoti 500 MHz ir 3,7 GHz signalai. Abiejų signalų amplitudės vienodos ir siekia ~100 mV vienam pečiui. 500 MHz signalai neturi akimi matomų iškraipymų bei yra vienodos amplitudės. 3,7 GHz diferenciniai pečiai turi skirtingas amplitudes, tai reiškia, kad kanalų pralaidumo juostos yra skirtingų pločių. Išmatuoti aukštųjų dažnių signalai neturi akimi pastebimų netiesinių iškraipymų. Vadovaudamiesi aukščiau minėta taisykle galime teigti, kad prototipas nesukuria didesnių nei 3 % netiesinių iškraipymų mažų amplitudžių aukštadažniuose signaluose.

Matuojant prototipo triukšmo lygį generatorius yra atjungiamas nuo 3.15 paveiksle pateiktos matavimo grandinės. Triukšmas ir iškraipymai įvertinami naudojant PicoScope 9300 stroboskopinio oscilografo taškų histogramos surinkimo funkciją. Stiprintuvo triukšmas įvertinamas esant trimis skirtingiems stiprinimo koeficientams. Rezultatai pateikiami 3.3 lentelėje.



3.16 pav. Vizualinis netiesinių iškraipymų įvertinimas

3.3 lentelė. Triukšmo matavimo rezultatai

Stiprinimas, dB	Ekrano plotis, mV	Jautrumo nustatymas, mV/pad	Išmatuotas, mV	Apskaičiuotas, mV	Santykis su ekranu, %
0	800	100	1,1	0,77	0,01
16	160	20	1,89	1,72	1,1
26	80	10	4,8	4,73	5,9

3.3 lentelėje pateikiami triukšmo amplitudės matavimai priklausomai nuo nustatyto stiprinimo koeficiento. Kiekvienam nustatytam stiprinimo koeficientui apskaičiuotas oscilografo ekrano plotis. Ekrano pločio apskaičiavimas atliekamas taip:

$$SH = \frac{D_{ASK}}{K} = \frac{1000 \text{ mV}}{6,31} \cong 160 \text{ mV}, \quad (3.6)$$

čia SH – ekrano plotis mV, D_{ASK} – ASK įėjimo diapazonas, K – stiprinimo koeficientas. Turint oscilografo ekrano plotį ir padalų skaičių galima apskaičiuoti jautrumo skalės nustatymą, kuriam esant stiprintuvo stiprinimo koeficientas bus nustatomas į 16 dB padėtį:

$$\frac{V}{pad} = \frac{H}{8 pad} = \frac{160 \text{ mV}}{8 pad} = 20 \frac{\text{mV}}{pad}. \quad (3.7)$$

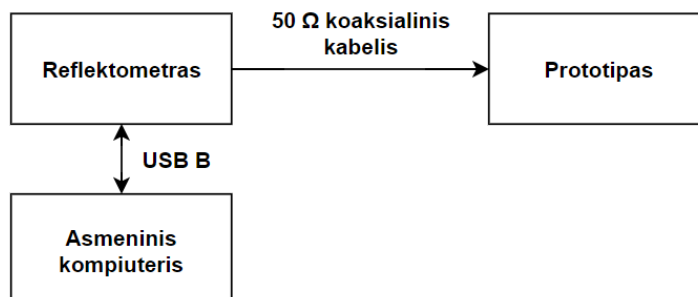
Plačiau apie skalės jautrumo nustatymą buvo kalbama 1.2.1 skyriuje. 3.6 ir 3.7 išraiškose apskaičiuojamas 16 dB stiprinimo koeficiento pavyzdys. Panašiai apskaičiuojami 0 ir 26 dB atvejai. Oscilografu išmatuotas triukšmas buvo perskaičiuojamas naudojant vektorinės sumos formulę, tokiu būdu pašalinant paties oscilografo triukšmo įtaką matavimui.

$$N_{pr} = \sqrt{N_B^2 - N_o^2}, \quad (3.8)$$

čia N_{pr} – prototipo triukšmo lygis, N_B – išmatuotas bendras triukšmo lygis, N_o – oscilografo triukšmo lygis. 3.3 lentelėje matyti, kad prototipo triukšmas jautriausioje, 10 mV/pad skalėje siekia 5,9 % nuo ekrano pločio. Tai ganėtinai aukštas triukšmo lygis. Prototipas 10 mV/pad jautrumo skalėje gali užtikrinti ne didesnę nei 7 bitų vertikaliąją raišką.

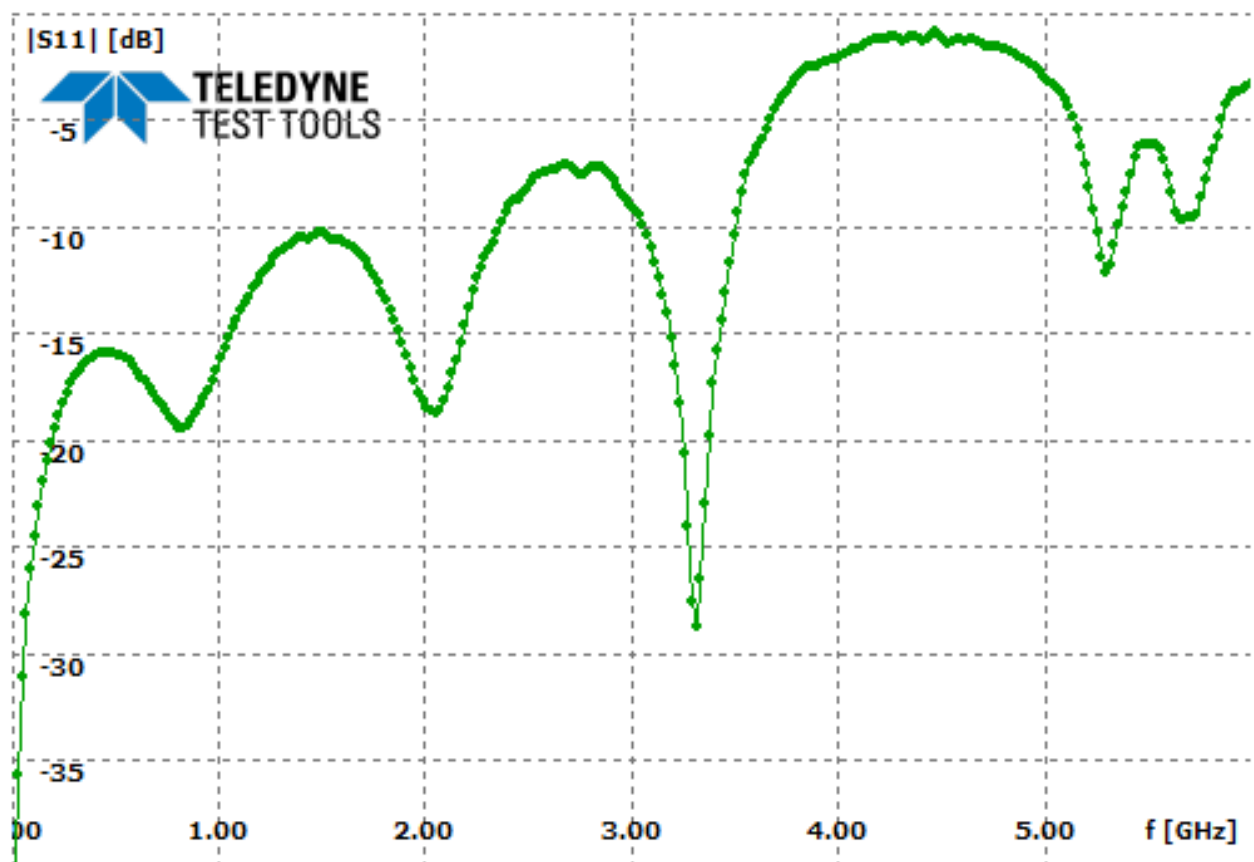
3.5. Įėjimo atspindžio koeficiento matavimas

1.2.2 skyriuje aptariant vertikaliojo trakto struktūrą buvo minėta, kad neturint stabilaus oscilografo įėjimo impedanso, linijoje atsiranda signalo atspindžiai. Tai yra nepageidautinas efektas. Siekiant įvertinti prototipo įėjimo atspindžio koeficientą plačiame veikimo diapazone buvo atliktas matavimas naudojant reflektometrą. 3.17 paveiksle pateikiama matavimo grandinės funkcinė schema.



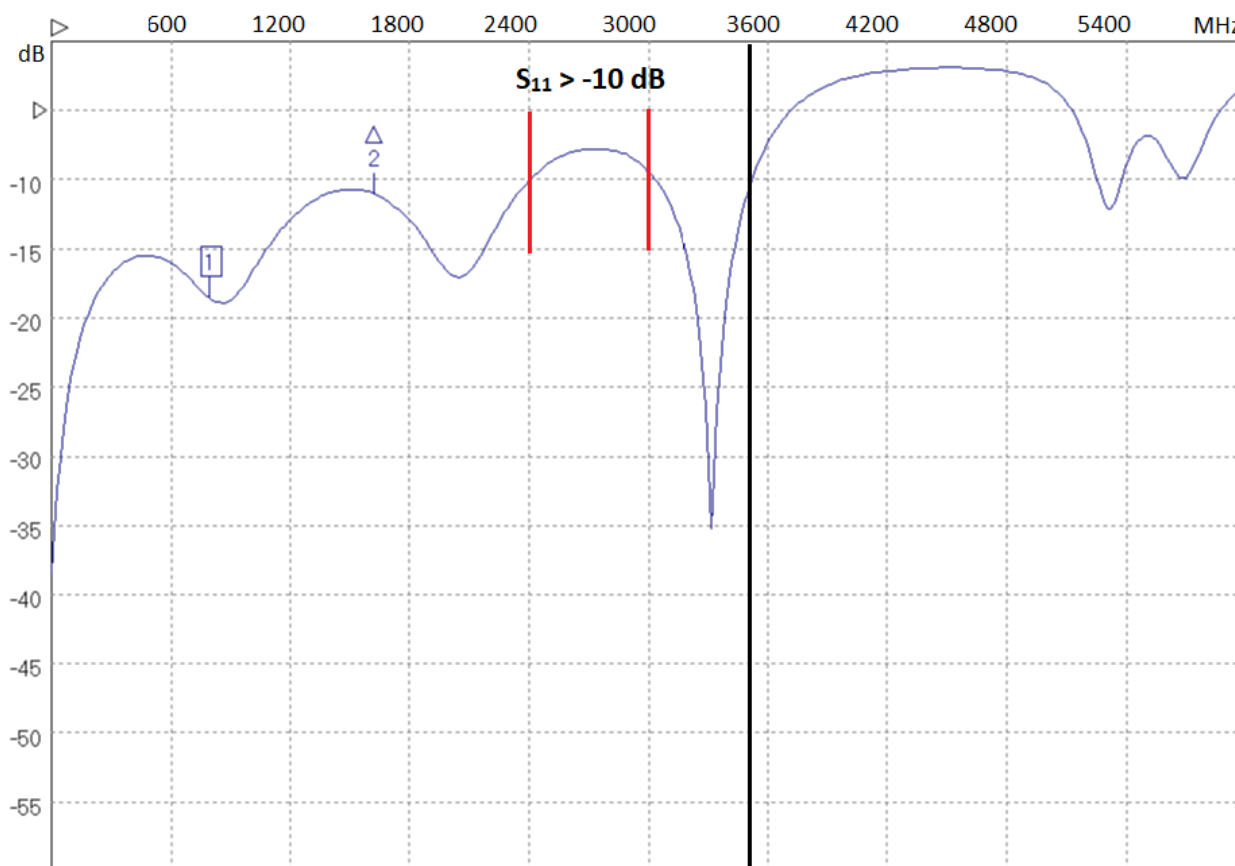
3.17 pav. Įėjimo atspindžio koeficiento matavimo schema

3.17 paveiksle pateiktoje funkcinėje schemoje matyti, kad reflektometras prijungiamas prie prototipo įėjimo jungties. Reflektometro valdymui naudojama asmeniniame kompiuteryje esanti programa. Matavimas buvo kartojamas du kartus naudojant skirtingus reflektometro modelius. Pirmasis matavimas buvo atliktas su T3SP15D [27] modelio reflektometru. Šio reflektometro analizuojama dažnių juosta siekia 15 GHz, testinio signalo fronto trukmė – 35 ps. Šio modelio išmatuota charakteristika pateikiama 3.18 paveiksle. Antrame matavime buvo panaudotas įmonės „Pico Technology“ vektorinis grandynų analizatorius [28]. Šio įrenginio analizuojama dažnių juosta siekia 6 GHz. Šiuo įrenginiu išmatuota charakteristika pateikiama 3.19 paveiksle. Abiejuose pateiktuose charakteristikose matomas beveik identiškas priklausomybės pobūdis. Praktikoje siekiama, kad minimalus leistinas atspindžio koeficientas neviršytų -10 dB. Tai atitinka 30 % signalo energijos atspindį arba $VSWR \approx 2$. Pateiktame 3.19 paveiksle matyti, kad prototipas šį kriterijų atitinka iki ~3,5 GHz su defektu dažnių ruože tarp 2,4 GHz ir 3 GHz. Ši zona charakteristikoje pažymėta linijomis. Šis parametų paviršius pasirodo abiejuose charakteristikose tame pačiame dažnių ruože. Tai reiškia, kad šis ruožas nėra matavimo įtaiso kalibravimo paklaida. Didžiausią įtaką šiam parametrai turi naudojamas įėjimo signalo atenuatorius ir PCB trasavimo metodai. Tai akivaizdžiai pastebima iš 3.20 paveiksle pateikiamos SMD kanalo charakteristikos.



3.18 pav. PTH 1:1 kanalo įėjimo atspindžio koeficiento (S_{11}) priklausomybė nuo dažnio (išmatuota su T3SP15D)

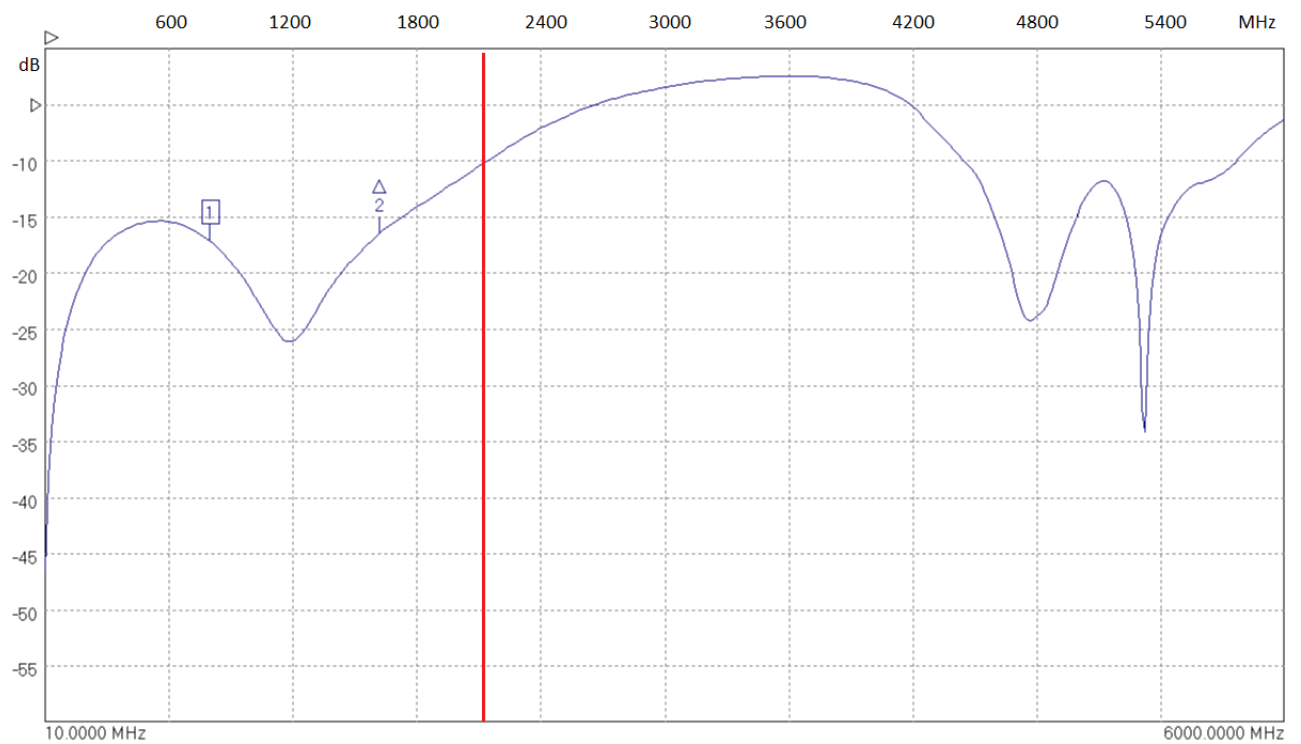
Pateiktoje 3.20 charakteristikoje S_{11} pasiekia -10 dB ribą ~ 2 GHz dažnyje. Tai reiškia, kad naudojamos ARS154 modelio relės nėra tinkamos 2,5 GHz dažnio oscilografo įėjimo atenuatoriui. Siekiant įvertinti naudojamus GAT-10 atenuatorius buvo išmatuota atspindžio koeficiento priklausomybė nuo dažnio atenuatorių perjungus į 1:10 padėtį. Abi išmatuotos charakteristikos pateikiamos 3.21 ir 3.22 paveiksluose.



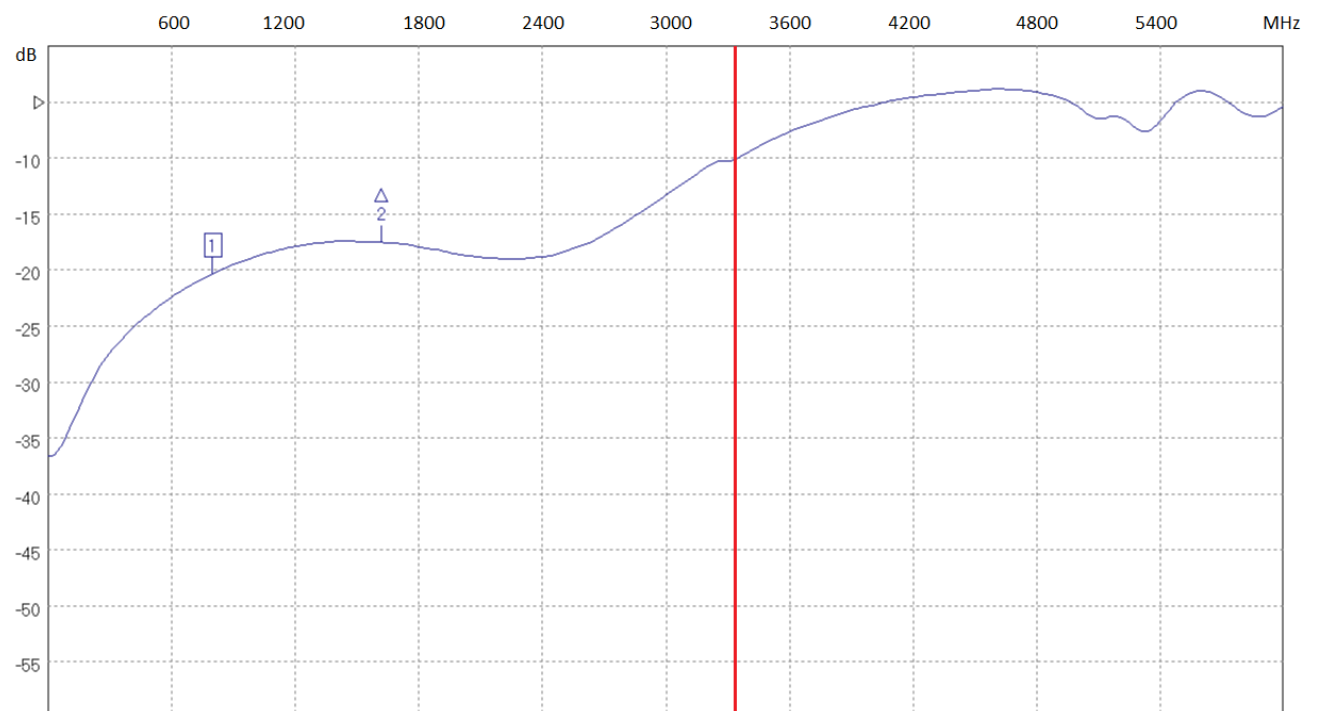
3.19 pav. PTH 1:1 kanalo įėjimo atspindžio koeficiento (S_{11}) priklausomybė nuo dažnio
(išmatuota su PicoVNA)

PTH montavimo relė padėtyje 1:10 atitinka kriterijų $S_{11} < -10$ dB dažnių ruože 0–3,3 GHz. Šioje padėtyje S_{11} priklausomybė yra tiesiškesnė ir lyginant su 1:1 padėtimi neturi defektų. PTH montavimo atveju tiek 1:1 tiek 1:10 padėtys turi panašią, 3,3–3,5 GHz ribą, po kurios įėjimas atspindi daugiau nei 30 % signalo amplitudės. SMD montavimo atveju ši riba skiriasi. $S_{11} < -10$ dB sąlyga tenkinama iki 2,5 GHz atenuatoriaus padėtyje 1:1 ir iki 2 GHz atenuatoriaus padėtyje 1:10.

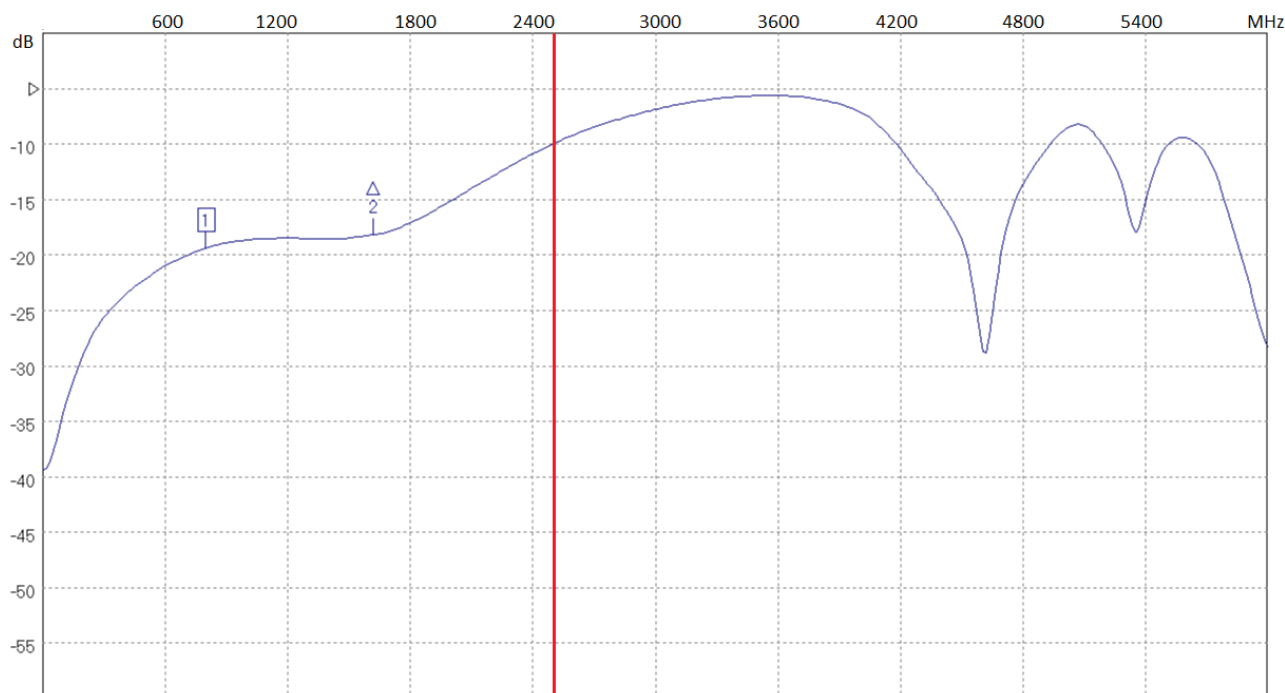
Galima pastebėti, kad išmatuotos 1:10 režimu charakteristikos yra geresnės nei atitinkamos charakteristikos 1:1 režimu. Tai galima paaiškinti atenuatoriaus jungimo schema (žr. 2.4 pav.). 1:1 režimu signalas keliauja ir atsispindi pradžioje nuo vienos, o paskui nuo kitos relės. Tokiu būdu linijoje susidaro keli atspindžiai, kurių amplitudės tarpusavyje susideda. 1:10 atveju atspindys nuo antros relės prieš grįždamas į įėjimą yra slopinamas 20 dB. Tuo tarpu atspindžiai nuo pačių atenuatorių yra mažesni ir turi mažiau įtakos bendram sistemos atspindžio koeficientui (žr. 2.6 pav.).



3.20 pav. SMD 1:1 kanalo įėjimo atspindžio koeficiento (S_{11}) priklausomybė nuo dažnio
(išmatuota su PicoVNA)



3.21 pav. PTH 1:10 kanalo įėjimo atspindžio koeficiento (S_{11}) priklausomybė nuo dažnio
(išmatuota su PicoVNA)



3.22 pav. SMD 1:10 kanalo įėjimo atspindžio koeficiento (S_{11}) priklausomybė nuo dažnio
(išmatuota su PicoVNA)

Gautos charakteristikos turi įtakos signalo formos iškraipymams prototipo įėjime. Toks atspindžio priklausomybės nuo dažnio pobūdis turi įtakos pereinamosios charakteristikos iškraipymams (žr. 3.2 lent.). Skirtingo dažnio signalo komponentai nuo prototipo įėjimo atsispindi nevienodai. Tai reiškia, kad buferinę grandinę pasiekia jau iškraipytas signalas. Toliau gerinant įrenginį būtina pakeisti atenuatoriaus relių modelius.

3.6. Testavimo ir tyrimo skyriaus apibendrinimas

Skyriuje ištirtas oscilografo vertikaliojo trakto prototipas. Sukurto prototipo maksimalios įėjimo ir išėjimo įtampos bei stiprinimo koeficientas leidžia pasiekti užduotyje užsibrėžtą (10 mV/pad – 1 V/pad) oscilografo vertikaliosios skalės jautrumo diapazoną. Stiprinimo koeficiento nustatymo tikslumo paklaida neviršija 6 %. Atlikti matavimai parodė, kad prototipas atitinka užsibrėžtus dinaminio diapazono parametrus.

Stiprintuvo laikinės charakteristikos išmatuotos su trejais stiprinimo koeficientais. Blogiausios charakteristikos perėjimo trukmė siekia 150 ps, iškraipymai – 10 %. Šis rezultatas gerokai viršija išsikeltą, 180 ps charakteristikos trukmės, reikalavimą, bet turi maksimalią leistiną iškraipymų vertę. Stiprintuvo dažninės charakteristikos plotis viršija užsibrėžtą (2,5 GHz) vertę. Dažninė charakteristika pasižymi iškraipymais iki 2 dB. Tiek laikinės, tiek dažninės charakteristikos iškraipymai gali būti kompensuojami naudojant žemų dažnių filtrus.

Stiprintuvo netiesinių iškraipymų dydis neviršija 3 %. Generuojamo triukšmo lygis siekia ~6 % nuo ekrano pločio esant 10 mV/pad skalės jautrumo nustatymui. Šis matavimas atliktas su įrenginiu,

kurio praleidžiamų dažnių juosta viršija įtaiso praleidžiamų dažnių juostą dešimt kartų. Dalis išmatuoto triukšmo gali būti nepastebima, kai signalas bus diskretizuojamas žemesnio dažnio ASK.

Atliekant įėjimo atspindžio koeficiento matavimą išsiaiškinta, kad naudojamos relės nėra tinkamos dėl savo prasto S_{11} priklausomybės pobūdžio. Lyginant išvadinio montavimo ir SMD reles nustatyta, kad išvadinė relė tinkama naudoti iki 2,4 GHz, o SMD iki 2 GHz.

4. REALIOJO LAIKO OSCILOGRAFO STIPRINTUVO PROTOTIPO GAUTŲ CHARAKTERISTIKŲ IR PAGRINDINIŲ PARAMETRŲ ANALIZĖ IR TOLIMESNĖS TOBULINIMO KRYPTYS

Šiame skyriuje aprašyta platesnė, 3 skyriuje gautų eksperimentų rezultatų, analizė. Skyrius padalintas į du poskyrius: gautų rezultatų analizę ir tolimesnių prototipo tobulinimo kryptų aprašymą. Rezultatų analizės poskyryje prototipo charakteristikos palyginamos su analogiškų įtaisų, aprašytų 1 skyriuje, charakteristikomis. Taip pat šiame skyriuje aprašomos numanomos priežastys, lėmusios gautus eksperimentinius rezultatus.

4.1. Rezultatų analizė

Siekiant pagerinti gautus stiprintuvo parametrus būtina išanalizuoti priežastis, lėmusias gautas parametrų vertes. Šis poskyris dalinamas į tris dalis: dinaminio diapazono parametrų analizę, laikinių ir dažninių charakteristikų analizę, iškraipymo ir triukšmo parametrų analizę. Kiekviename poskyryje analizuojamos galimos priežastys, nulėmusios tiriamo parametro vertę. Aptariami gautų parametrų pagerinimo būdai.

4.1.1. Dinaminio diapazono parametrų analizė

3.1 skyriuje gauti, apibendrinti rezultatai pateikiami 4.1 lentelėje.

4.1 lentelė. Dinaminio diapazono parametrų suvestinė

Parametras	Vertė
Maksimali įėjimo įtampa	$\pm 0,8$ V
Maksimali išėjimo įtampa (kanalo)	$\pm 0,5$ V
Tiesinės veikos diapazono plotis (diferencinis)	2 V
Vidutinė stiprinimo nustatymo paklaida	1,37 %
Maksimalus jautrumas	5 mV/pad
Minimalus jautrumas	1 V/pad

Maksimali prototipo įėjimo įtampa siekia $\pm 0,8$ V. Ši reikšmė priklauso nuo įėjimo kaskade naudojamų tranzistorių modelio. Prototipe naudojamų BFP620 tranzistorių maksimali galima bazės srovė siekia 3 mA [13]. Bazės srovė iki kolektoriaus sandūros atsidarymo tiesiškai priklauso nuo įėjimo įtampos vertės. Įėjimo įtampai viršijus 0,8 V atsidaro bazės kolektoriaus sandūra, tokiaime režime veikiantis tranzistorius gali būti sugadintas. Ši vertė gali būti koreguojama keičiant tranzistoriaus veikimo tašką. Veikimo taškas valdomas keičiant bazės rezistoriaus vertę, didinant kolektoriaus uždarymo įtampą, keičiant stiprinimo koeficientą. Gauta įtampos vertė atitinka užduotyje keliamus reikalavimus.

Stiprintuvo išėjimo įtampa priklauso nuo LMH6401 maitinimo ir V_{com} įtampos lygių. V_{com} – tai LMH6401 išėjimo įtampos nuolatinė dedamoji. 4.1 lentelėje nurodytos išėjimo įtampos vertės gautos nustatant V_{com} vertę lygią 0 V. LMH6401 techniniame pase [16] nurodoma, kad išėjimo įtampos maksimali vertė yra 1 V mažesnė už teigiamą maitinimo įtampos vertę, o minimali, 1 V didesnė už neigiamos maitinimo įtampos vertę. Prototipe stiprintuvo mikroschema yra maitinama iš +3 V ir -2 V maitinimo šaltinių. Atsižvelgiant į tai, aukšto impedanso apkrovai turėtų būti pasiekiamas -1–2 V, o 50 Ω apkrovai -0,5–1 V įtampos, diapazonas. Toks diapazonas gautas V_{com} nustačius per vidurį tarp maitinimo verčių, tai yra 0,5 V (žr. 3.3 pav.). Tuo tarpu esant $V_{com} = 0$ V gautas $\pm 0,5$ V diapazonas. Tai reiškia, kad LMH6401 struktūra negali palaikyti nesimetriško įtampos pokyčio aplink V_{com} vertę. Dauguma naudojamų ASK turi tam tikrą nustatytą V_{com} vertę, kurią žinant galima atitinkamai parinkti sistemos maitinimo įtampos vertes, kurioms esant bus gaunamas maksimalus įmanomas išėjimo įtampos pokytis. Gautas 2 V tiesinės veikos diapazonas yra pakankamas daugeliui iš aukštadažnių ASK, naudojamų greitiems signalams diskretizuoti.

Išmatuotas vertikaliosios skalės jautrumo diapazonas yra 5 mV/pad–1 V/pad. Lyginant su anksčiau nagrinėtu „Keysight“ analogu [6] (1 mV/pad – 1 V/pad 50 Ω kanalo režimu), tai yra mažesnis jautrumo diapazonas. Šis diapazonas priklauso nuo sistemos maksimalaus ir minimalaus stiprinimo koeficientų ir naudojamo ASK įėjimo dinaminio diapazono. Siekiant gauti 1 mV/pad jautrumo skalės nustatymą, naudojant 1 V įėjimo ASK, sistema turi užtikrinti 42 dB stiprinimo koeficientą. Toks stiprinimo koeficientas praktiškai nėra pasiekiamas, naudojant rinkoje esančius kintamo stiprinimo koeficiento stiprintuvus. Kitas būdas gauti geresnį jautrumą – naudoti žemesnio įėjimo dinaminio diapazono ASK. Pavyzdžiui, 0,5 V įėjimo ASK sistemoje 1 mV/pad jautrumą galima gauti turint 36 dB stiprinimo koeficientą. Mažinant ASK įėjimo dinaminį diapazoną mažės signalo ir triukšmo santykis. Turint omenyje šias priežastis užduotyje buvo nurodytas 10 mV/pad jautrumas, kurį pavyko pasiekti su ~ 4 dB stiprinimo atsarga. Ši atsarga gaunama apskaičiavus stiprinimo koeficientą, reikalingą ištempti signalui 10 mV/pad skalėje iki pilnos ASK skalės:

$$K_{dB} = 20 \times \log\left(\frac{1 \text{ V}}{80 \text{ mV}}\right) \cong 22 \text{ dB}, \quad (4.1)$$

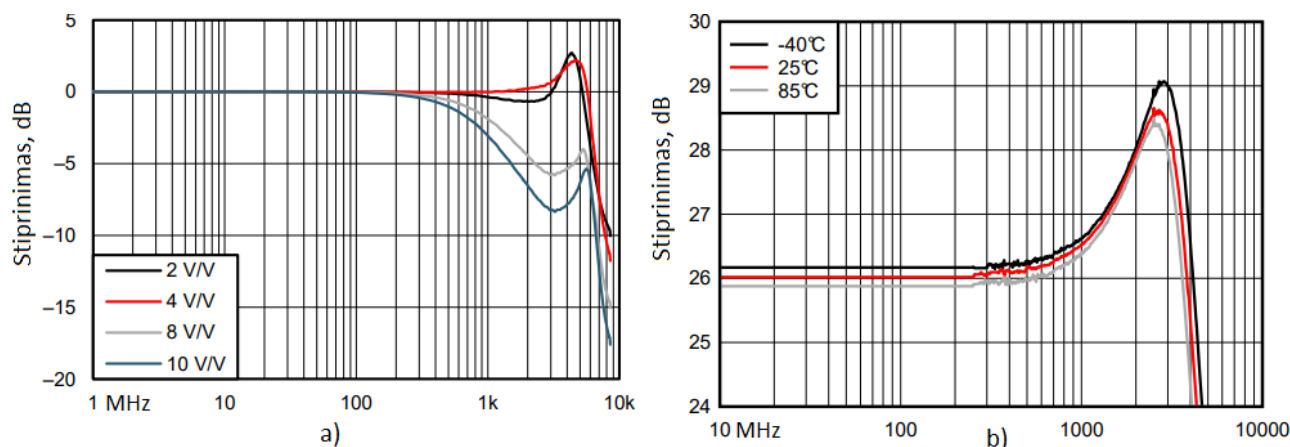
čia K_{dB} – stiprinimo koeficientas ištempiantis 80 mV signalą (8×10 mV/pad) iki 1 V ASK diapazono. Matyti, kad prototipui 10 mV/pad jautrumui pasiekti užtektų 22 dB stiprinimo koeficiento, tuo tarpu maksimalus pasiekiamas stiprinimas – 26 dB.

4.1.2. Laikinių ir dažninių parametrų analizė

Visos išmatuotos dažninės charakteristikos pasižymėjo 1–2 dB iškraipymu nuo $\sim 1,25$ GHz iki 3,25 GHz. Šis iškraipymas gali būti paaiškintas atsižvelgus į LMH6401 bei LMH5401 techniniuose pasuose pateikiamų komponentų DAch [15] [16]. Stiprintuvų DAch pateikiamos 4.1 paveiksle.

Pateiktos kreivės iliustruoja, kad LMH6401 modelio charakteristikos iškraipymas prasideda nuo ~ 1 GHz ir siekia 2,5 dB esant $\sim 2,8$ GHz dažniui ir kambario temperatūrai. LMH5401 iškraipymas 2 V/V stiprinimo atveju prasideda ties 3 GHz ir turi 2–3 dB vertę 4 GHz dažnyje. Šių dviejų iškraipymų suma gali būti priežastimi, dėl kurios galutinėje charakteristikoje atsiranda iškraipymas, matomas 3.14 ir 3.15 paveiksluose.

Dach netolygumas reiškia, kad skirtingo dažnio komponentai sistemoje stiprinami nevienodai. Stačiakampis impulsas yra daugybės skirtingo dažnio harmonikų suma. Netolygus harmonikų stiprinimas lemia stačiakampio formos iškraipymus, kurie matomi gautose 3.9, 3.10, 3.11 pav. pereinamosiose charakteristikose. Gautų iškraipymų vertės siekia 10 %. Tai neviršija pramonės standartų. Gautą charakteristiką galima pagerinti kompensuojant iškraipymus žemų dažnių filtru. Kompensavimui geriausiai tinka Beselio filtro konfigūraciją. Tokia filtro konfigūracija naudojama dėl fazinės charakteristikos tiesiškumo. Taip pat Beselio filtras, lyginant su kitomis filtrų rūšimis, užtikrina žemiausią pereinamosios charakteristikos pavirši. Filtro projektavimas turi būti atliekamas žinant diskretizavimo dažnį. Šiame darbe nebuvo užsibrėžtas ASK diskretizavimo dažnis, todėl suprojektuoti tinkamo filtro neįmanoma.



4.1 pav. a) LMH5401 DACh (parametras – stiprinimas) b) LMH6401 DACh (parametras – temperatūra) [15] [16]

Pagal praleidžiamų dažnių juostos plotį, visos 3.14 ir 3.15 paveiksluose pateiktos charakteristikos viršija 3 GHz ribą. Pereinamosios charakteristikos trukmė blogiausiu atveju yra 150 ps. Lyginant su „Keysight“ [6] ir „Pico Technology“ [7] analogais, kurių pralaidumo juosta siekia 1 GHz, o fronto trukmė 450 ps, prototipo rezultatai geresni. Gauta 3–3,5 GHz praleidžiamų dažnių juosta turi pakankamai didelę atsargą lyginant su užsibrėžtu (2,5 GHz) tikslu. Tokia atsarga leidžia keisti schemas parametrus toliau siaurinant praleidžiamų dažnių juostą, bet tuo pačiu gaunant mažesnes signalo iškraipymo ir triukšmų amplitudės vertes.

4.1.3. Triukšmo, iškraipymų, atspindžio koeficiento parametrų analizė

Vertinant prototipo netiesinių iškraipymų koeficientą nebuvo pasiekiamas tinkamų parametrų spektro analizatorius. Šis parametras įvertintas remiantis plačiai taikoma inžinerine praktika ir jo vertė yra ne didesnė nei 3 %. Norint padaryti gilesnes išvadas apie prototipo netiesinius iškraipymus, būtina naudoti plačios pralaidumo juostos spektro analizatorių.

Prototipo generuojami triukšmai yra nežymus esant grubesniems vertikaliosios skalės nustatymams (žr. 3.3 lent.). Nustačius jautriausią galimą (10 mV/pad) skalės vertę, gaunamas triukšmas lygus ~6 %. Kaip jau buvo minėta, toks triukšmo lygis reiškia, kad stiprintuvas gali užtikrinti ne didesnę nei 7 bitų raišką jautriausioje skalėje. Lyginant su „Keysight“ ir „Pico Technology“, kurių raiška siekia 8 bitus tai yra ganėtinai prastas rezultatas. Atsitiktinio triukšmo amplitudė labiausiai priklauso nuo elementų, esančių prieš valdomą stiprinimo grandinę, kiekio. Tai reiškia, kad siekiant mažinti prototipo kuriamą triukšmo lygį reikėtų mažinti schemos elementų kiekį. Naudojamų įėjimo kaskade tranzistorių generuojamas triukšmo lygis priklauso nuo kolektoriaus srovės vertės. Koreguojant schemos tranzistorių kolektorių grandinių srovės galima keisti galutinę triukšmo amplitudę. Triukšmo lygis taip pat priklauso nuo įtaiso praleidžiamų dažnių juostos. Aukštesnių dažnių triukšmo harmonikų įtaka gali būti sumažinta siaurinant įtaiso praleidžiamų dažnių juostą. Kaip jau minėta, šiam tikslui gali būti naudojami žemų dažnių filtrai ir/arba schemos parametrų keitimas. Taip pat turi būti pažymėta, kad matavimui naudotas „PicoScope 9300“ pasižymi 25 GHz pralaidumo juosta. Siauresnės pralaidumo juostos ASK gali registruoti mažesnį triukšmo lygį.

Atliktas atspindžio koeficiento matavimas parodė, kad naudojami relių modeliai nėra tinkami operuoti stiprintuvo dažnių ruože. Tai galima suprasti analizuojant kaip kinta atspindžio koeficiento priklausomybės nuo dažnio pobūdis keičiant relių montavimo ant plokštės būdą ir signalo perdavimo taką. Pateiktose charakteristikose matyti, kad įjungus GAT-10 atenuatorių į perdavimo traktą, kai faktiškai S_{11} priklausomybei turi įtakos tik viena iš dviejų relių, gauta charakteristika žymiai pagerėja. Traktą nustačius į 1:1 padėtį, gaunama charakteristika pasiekia 30 % signalo amplitudės atspindį ties 2 GHz SMD montažo atveju ir 2,4 GHz išvadinio montažo atveju. Traktą nustačius į 1:10 padėtį, 30 % signalo amplitudės atspindys įvyksta ties 2,5 GHz SMD montažo atveju ir ties 3,3 GHz PTH montažo atveju. Šis matavimas parodo, kad aukštuose dažniuose pranašesnės yra PTH montažo relės. Nepriklausomai nuo montažo būdo abu atenuatoriai, nustatyti 1:1 režimu, praleidžiamų dažnių juostoje turi didesnę nei 30 % atspindį. Toks atspindžio koeficientas turi pastebimos įtakos tiek pereinamajai, tiek dažninei stiprintuvo charakteristikai ir yra neleistinas komerciniame įrenginyje.

Pasirinkta $S_{11} = -10$ dB riba gali būti perskaičiuota į VSWR, turint omenyje tai, kad išmatuotas S_{11} yra ekvivalentiškas atspindžio koeficientui Γ . Apskaičiavimui naudojamas 2.1 pateikiamas santykis:

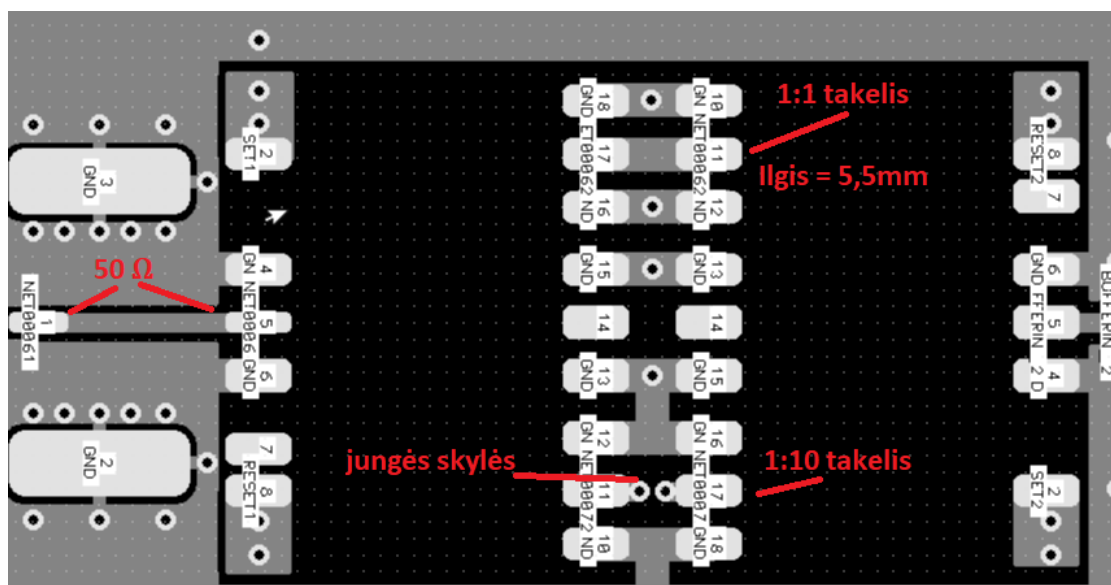
$$VSWR = \frac{1 + 10^{-0,5}}{1 - 10^{-0,5}} \cong 2. \quad (4.2)$$

VSWR = 2 reikšmė reiškia, kad generatoriaus ir apkrovos impedansai skiriasi 2 kartus. Aukštuosiuose dažniuose didžiausią įtaką impedansui turi parazitinės relių korpusų ir PCB takelių talpos. Didėjant dažniui, mažėja parazitinių talpų impedansas. Dėl šios priežasties, 50 Ω banginės varžos relė generatoriui atrodo kaip 25 Ω relė. Analizuojant gautas S_{11} priklausomybes matyti, kad SMD montažo relėse ši riba yra pasiekama greičiau, nei PTH montažo relėse. Analizuojant gamintojo pateikiamą techninį pasą [9] pastebėta, kad SMD ir PTH relės turi skirtumų savo techninėse specifikacijose. Specifikacijos pateikiamos 4.2 lentelėje

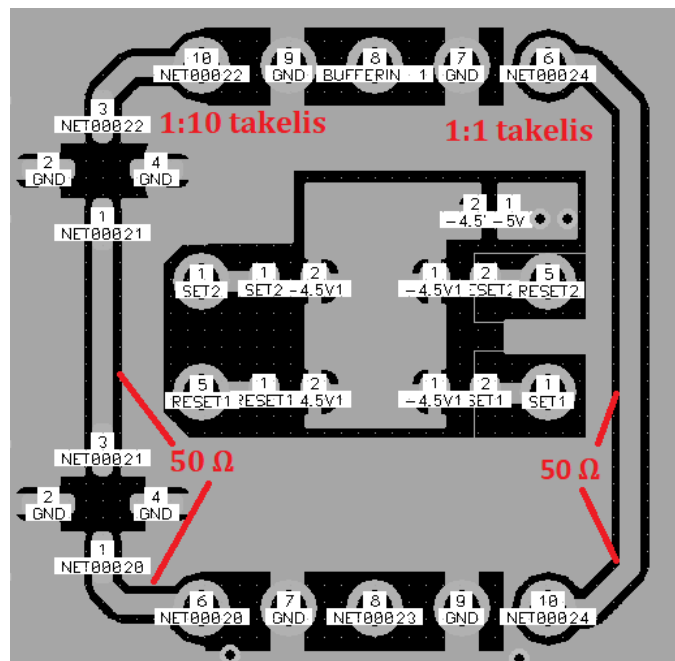
4.2 lentelė. ARS154H SMD ir PTH korpusų parametrų palyginimas

Parametras	SMD	PTH
Dažnis	3 GHz	3 GHz
VSWR	1,40	1,40
Įneštiniai nuostoliai	0,4 dB	0,35 dB
Izoliacija tarp kanalų	30 dB	35 dB

4.2 lentelėje matyti, kad SMD korpuso relės turi prastesnius įneštinių nuostolių ir izoliacijos tarp kanalų parametrus. Relės įėjimo atspindžio koeficientas mažai priklauso nuo šių parametrų. Didžiausią įtaką atspindžio koeficientui turi VSWR parametras, kurio vertės abiejuose korpusuose yra vienodos. Atsižvelgiant į tai, kad gamintojas užtikrina abiejų relių modelių vienodą VSWR iki 3 GHz, galima daryti prielaidą, kad didžiausią įtaką atspindžio koeficientui turi PCB parazitiniai parametrai. 4.2 ir 4.3 pateikiami SMD ir PTH atenuatorių vaizdai spausdintinėje plokštėje.



4.2 pav. SMD atenuatoriaus vaizdas spausdintinėje plokštėje



4.3 pav. PTH atenuatoriaus vaizdas spausdintinėje plokštėje

4.2 pateiktame SMD korpuso atvaizde PCB pažymėtos pagrindinės atenuatoriaus dalys. Pažymėtas signalo $50\ \Omega$ kelias nuo įėjimo jungties iki relės, kuris buvo suprojektuotas remiantis 2.4 skyriuje pateikiama metodika. 1:1 takelis sudaromas sujungus dviejų relių išvadus 5,5 mm ilgio takeliu. Šio takelio impedansas nebuvo kontroliuojamas remiantis prielaida, kad tokio ilgio impedanso netolygumas „nepastebimas“ 5 GHz dažnio bangai, kurios bangos ilgis siekia ~ 6 cm, t. y. daugiau nei 10 kartų viršija laidininko ilgį. 1:10 takelis suprojektuotas naudojant 2 jungės skyles, kurios signalo takelį sujungia su plokštės apačioje esančiu -20 dB atenuatoriumi. 4.3 pateiktame PTH korpuso atvaizde matyti, kad tiek 1:1 takelio atveju, tiek 1:10 takelio atveju laidininkų impedansai buvo kontroliuojami. Impedansas buvo kontroliuojamas, nes jungiančių relės laidininkų ilgiai yra tos pačios, centimetrų, eilės kaip ir 5 GHz bangos ilgis. 1:10 takelyje buvo panaudoti du 10 dB atenuatoriai.

Lyginant SMD ir PTH 1:1 takelių atvejį (žr. 3.19 ir 3.20 pav.) galima pastebėti, kad PTH atveju atspindžio koeficiento priklausomybė turi daug minimumų ir maksimumų matuojamame dažnių ruože, kai tuo tarpu SMD turi tik vieną minimumą. Viena iš to priežasčių gali būti PTH relių išvadų induktyvumas. Grandinės impedansas Z apibūdinamas taip [29]:

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right). \quad (4.3)$$

Iš 4.3 pateiktos išraiškos matyti, kad nevertinant relės takelių aktyvios varžos (kuri yra $m\Omega$ eilės), relių impedansas priklauso nuo induktyvumo ir talpos santykio. Induktyvinis reaktansas dažniui didėjant auga, o talpinis – mažėja. PTH montažo relių išvadai pasižymi didesniu induktyvumu lyginant su SMD montažu. Priklausomai nuo išvadų geometrijos, induktyvumo įtaką skirtinguose

dažniuose keičiasi. Tai paaiškintų PTH relės priklausomybės „šuolius“, kai viename dažnyje dominuoja induktyvumas, kitame – talpa. Induktyvumas ir talpa taip pat vienas kitą kompensuoja, kas leidžia šioms relėms gauti šiek tiek geresnį rezultatą nei SMD montažo atveju (2,4 GHz – PTH ir 2 GHz – SMD). Tuo tarpu SMD korpuse dominuoja parazitinė talpa, o induktyvumas pasireiškia tik 1,2 GHz dažnyje.

4.2. Tolesnės tobulinimo kryptys

Atsižvelgiant į sukurto prototipo charakteristikas turi būti parinktas atitinkamų parametrų ASK. Turint konkretų ASK modelį galės būti atlikti darbai, leisiantys kompensuoti stiprintuvo DAch ir laikinės charakteristikos iškraipymus. Pagrindiniai parametrai, pagal kuriuos turi būti parinktas ASK modelis, yra prototipo praleidžiamų dažnių juosta ir generuojamas triukšmo lygis.

Prototipo projektavimo metu buvo panaudoti BFP620 modelio tranzistoriai. Rezultatai, kuriuos pavyko gauti naudojant diskrečius tranzistorius pranoko rezultatus, gautus naudojant operacinę stiprintuvą ADA4960 [12]. Siekiant pagerinti gautus rezultatus turėtų būti tęsiamas rinkoje pasiekiamų, diskrečių RF tranzistorių, tolesnis tyrimas.

Tolesnėse prototipo versijose turi būti suprojektuotas naujas atenuatorius. Remiantis gautais matavimais, naudojamos relės turi būti išvadinės. Siekiant minimalios atenuatoriaus įtakos matuojamam signalui, naudojamos relės turi būti naudojamos ne siauresnėje nei 0–5 GHz dažnių juostoje.

APIBENDRINIMAS. IŠVADOS

Darbe buvo suprojektuotas ir ištirtas realiojo laiko oscilografo įėjimo stiprintuvas.

Analitinės apžvalgos skyriuje apžvelgtas šiuolaikinių oscilografų klasifikavimas. Aprašytos keturios gaminamų oscilografų kategorijos. Išsiaiškinta realiojo laiko oscilografo, kuriam yra projektuojamas stiprintuvas, struktūrinė schema. Išsiaiškinta projektuojamo stiprintuvo paskirtis ir struktūra. Išanalizuoti pagrindiniai vertikaliojo trakto parametrai. Aprašyta, kokią įtaką oscilografui turi projektuojamo stiprintuvo parametrai. Apžvelgta šiuolaikinės oscilografų rinkos vystymosi tendencija. Išanalizuotos rinkoje esančių oscilografų techninės charakteristikos. Atsižvelgus į rinkoje esančius analogus buvo nustatyti projektuojamo stiprintuvo parametrai. Numatyta tolimesnio projektavimo kryptis. Atlikus analitinę apžvalgą padarytos šios išvados:

1. Paklausa realiojo laiko oscilografams, kurių praleidžiamų dažnių juosta viršija 1 GHz pasaulio rinkoje auga.
2. Norint sukurti konkurencingą USB oscilografą būtina pasiekti 2,5 GHz pralaidumo juostos plotį ir 10 mV/pad – 1 V/pad dinaminį diapazoną.

Projektavimo skyriuje buvo išsamiai aprašyta realiojo laiko oscilografo įėjimo stiprintuvo projektavimo eiga. Suprojektuotas valdomas signalo atenuatorius. Preliminariai įvertinti suprojektuoto atenuatoriaus nuostoliai dominančiame dažnyje. Suprojektuota įėjimo apsauga. Įvertintas įėjimo apsaugos impedansas įtaiso ribiniame dažnyje. Suprojektuota dviejų kaskadų buferinė grandinė. Vienas iš buferinės grandinės kaskadų įgyvendintas naudojant diskrečius RF tranzistorius. Įgyvendinta valdomojo stiprinimo grandinė. Atlikta grandinės SPICE modelio kompiuterinė analizė. Įvertinus kompiuterinės analizės rezultatus, schemos stabilumui patikrinti sudarytas ir ištirtas preliminarus schemos prototipas. Suprojektuota prototipo spausdintinė plokštė. Atlikus įtaiso projektavimo darbus padarytos šios išvados:

3. SPICE simuliacijos rezultatai buvo prastesni nei išmatuoti iš tikrųjų. Siekiant tiksliau nuspėti RF grandinių elgesį turi būti naudojami sudėtingesni nei naudotas „TINA-TI“, programiniai paketai.
4. Suprojektuotos schemos laikinės charakteristikos trukmė – 100 ps. Tai yra mažesnė nei nustatyta užduotyje (180 ps) trukmė.

Trečiame darbo skyriuje ištirtas oscilografo įėjimo stiprintuvo prototipas. Atlikti prototipo maksimalios įėjimo ir išėjimo įtampų matavimai. Išmatuotas stiprintuvo jautrumo skalės diapazonas. Išmatuota stiprinimo koeficiento nustatymo paklaida. Išmatuotos stiprintuvo laikinės ir dažninės charakteristikos. Įvertinti laikinių ir dažninių charakteristikų iškraipymai. Įvertintas stiprintuvo netiesinių iškraipymų koeficientas. Išmatuotas stiprintuvo generuojamas triukšmas. Atliktas įėjimo

atspindžio koeficiento priklausomybės nuo dažnio matavimas. Atlikus prototipo tyrimą padarytos šios išvados:

5. Praleidžiamų dažnių juostos plotis viršija užduotyje nurodytą (2,5 GHz) vertę. Išmatuotas dinaminis diapazonas lygus užduotyje nustatytam – 10 mV/pad – 1 V/pad.
6. Stiprintuvo kuriamų tiesinių ir netiesinių iškraipymų vertės siekia 10 %. Tai atitinka pramonės keliamą 10 % standartą.
7. Stiprintuvo generuojamas triukšmas užtikrina 7 bitų raišką jautriausiame skalės nustatyme.
8. PTH montažo relės yra tinkamesnės naudoti aukštadažniuose atenuatoriuose lyginant su SMD montažo relėmis.

Ketvirtame darbo skyriuje atliktas tyrimų rezultatų paaiškinimas ir analizė. Išsiaiškinta, nuo ko priklauso stiprintuvo įėjimo ir išėjimo įtampų vertės. Įvertinta, su kokia stiprinimo atsarga pasiekiamas 10 mV/pad jautrumas. Išanalizuota dažninių ir laikinių charakteristikų iškraipymų priežastis. Nurodyti būdai, kaip šiuos iškraipymus galima kompensuoti. Išanalizuota, nuo ko priklauso ir kaip galima sumažinti atsitiktinių triukšmų amplitudę. Įvertintos gautos S_{11} priklausomybės nuo dažnio. Įvardyti dažnių ruožai, kuriuose gali būti naudojamas suprojektuotas atenuatorius. Įvertintas sukurto atenuatoriaus atitikimas techniniams reikalavimams. Gauti parametrai palyginti su pirmame skyriuje įvardytų, analogiškų įtaisų parametrais. Įvardytos prototipo vystymo kryptis. Tyrimų rezultatų analizės skyriaus išvados:

9. Sparčiausias rinkoje USB oscilografas turi 1 GHz pralaidumo juostą ir 1 mV/pad – 1 V/pad dinaminį diapazoną. Sukurtas prototipas užtikrina 2,5–3 GHz pralaidumo juostos plotį ir 10 mV/pad – 1 V/pad dinaminį diapazoną.
10. Toliau tobulinant stiprintuvą turi būti suprojektuotas naujas atenuatorius, užtikrinantis $S_{11} < -10$ dB sąlygą visame praleidžiamų dažnių juostos plote. Turi būti sukurtas tinkamas žemų dažnių filtras, užtikrinantis pereinamosios charakteristikos iškraipymų kompensavimą iki 5 %.

LITERATŪRA

1. *Global Oscilloscope Market 2017–2021*. (2017). Prieiga per internetą:
https://www.technavio.com/report/global-semiconductor-equipment-global-oscilloscope-market-2017-2021?utm_source=T4&utm_campaign=Media&utm_medium=BW.
2. *Oscilloscope Types*. (2017). Prieiga per internetą:
<https://www.tek.com/document/online/primer/xyzs-scopes/ch2/oscilloscope-types#>.
3. *50-Ohm 2-GHz Oscilloscope Front-end Reference Design*. (2015). Prieiga per internetą:
<http://www.ti.com/lit/ug/tiduba4/tiduba4.pdf>.
4. CHOU, J., CONWAY, J. A., SEFLER, A. et al. (2009). Photonic Bandwidth Compression Front End for Digital Oscilloscopes. *Journal of lightwave technology*, 27(26): 5073–5077
5. PUPALAIKIS, P. J., YAMRONE, B., DELBUE, R. et al. (2014). Technologies for Very High Bandwidth Real-time Oscilloscopes. *2014 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, ISSN - 2378-590X.
6. *Streamline Series P9243A USB Oscilloscope*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://www.keysight.com/en/pdx-2918584-pn-P9243A/keysight-streamline-series-p9243a-usb-oscilloscope?pm=spc&nid=-31918.1243797&cc=LT&lc=eng>.
7. *PicoScope 6407 high-speed digitizer*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://www.picotech.com/oscilloscope/6407/high-speed-digitizer>.
8. *SPICE-based analog simulation program*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<http://www.ti.com/tool/TINA-TI>.
9. *3 GHz microwave relays*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://eu.mouser.com/datasheet/2/315/ars-catalog-1299272.pdf>.
10. *Fixed attenuator*. (n. d.). Prieiga per internetą: <https://ww2.minicircuits.com/pdfs/GAT-10+.pdf>.
11. *Solderable GaAs Flip Chip Schottky Diode*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://cdn.macom.com/datasheets/MADS-001317-1500.pdf>.
12. *5 GHz, Low Distortion ADC Driver /LineDriver*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4960-1.pdf>.
13. *Surface mount high linearity silicon NPN RF bipolar transistor*. (n. d.). Prieiga per internetą:
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BFP620-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c01690f0396db3924.
14. *45V NPN SMALL SIGNAL TRANSISTOR IN SOT23*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds11107.pdf>.
15. *LMH5401 8-GHz, Low-Noise, Low-Power, Fully-Differential Amplifier*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmh5401.pdf>.
16. *LMH6401 DC to 4.5 GHz, Fully-Differential, Digital Variable-Gain Amplifier*. (n. d.).
Prieiga per internetą: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmh6401.pdf>.

17. *LMH6401EVM Evaluation Module*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<http://www.ti.com/tool/lmh6401evm>.
18. Petitt, J. M. and McWhorter, M. M. (1961). *Electronic Amplifier Circuits. Theory and Design*. New York-Toronto-London: McGraw-Hill. 109 p.
19. *Saturn PCB Design Toolkit Version 7.08*. (n. d.). Prieiga per internetą:
http://www.saturnpcb.com/pcb_toolkit/.
20. *AFG3051C 50 MHz, Single Channel, 1 GS/s, Arbitrary/Function Generator*. (n. d.).
Prieiga per internetą: <http://www.testequipmentdepot.com/tektronix/function-generators/afg3051c.htm>.
21. *Rigol DS1302CA*. (n. d.). Prieiga per internetą: <https://www.batronix.com/shop/oscilloscopes/Rigol-DS1302CA.html>.
22. *Fast risetime pulse generator*. (n. d.). Prieiga per internetą:
http://www.leobodnar.com/shop/index.php?main_page=product_info&cPath=124&products_id=295&zenid=70fd146df5d58b82fbba74b63e6d11ad.
23. *Sampling Oscilloscopes to 25 GHz with TDR/TDT and Optical models*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://www.picotech.com/oscilloscope/9300/picoscope-9300-sampling-oscilloscopes>.
24. *N1913A and N1914A*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-4019EN.pdf?id=1715999>.
25. *N8480 Series Thermocouple Power Sensors*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-9333EN.pdf?id=1482668>.
26. *Synthesized Signal Generator, 10 MHz to 40 GHz*. (n. d.). Prieiga per internetą:
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc-t2240.pdf>.
27. *T3SP10D/T3SP15D*. (n. d.). Prieiga per internetą: <http://cdn.teledynelecroy.com/files/pdf/t3sp10d-t3sp15d-datasheet.pdf>.
28. *PicoVNA 6 GHz Vector Network Analyzer*. (n. d.). Prieiga per internetą:
https://www.picotech.com/vector-network-analyzer/picovna-106/picovna-series?A256&utm_source=A256&utm_medium=print&utm_campaign=a.
29. White, J. F. (2004). *High Frequency Techniques: An Introduction to RF and Microwave Engineering*. A John Wiley & Sons.

PRIEDAI

A priedas. Trakto principinė elektrinė schema

B Priedas. Pranešimo 22-oje Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencijoje medžiaga

C Priedas Prototipo surinkimo brėžiniai