VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Jevgenij CHARLAMOV

LAIKO SRITIES OPTINIŲ REFLEKTOMETRINIŲ SISTEMŲ TYRIMAS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)

VGTU
LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2013

Disertacija rengta 2008–2012 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Mokslinis vadovas

prof. habil. dr. Romualdas NAVICKAS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, technologijos mokslai, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

VGTU leidyklos TECHNIKA 2179-M mokslo literatūros knyga
http://leidykla.vgtu.lt

ISBN 978-609-457-572-3

© VGTU leidykla TECHNIKA, 2013
© Jevgenij Charlamov, 2013
jevgenij.charlamov@vgtu.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Jevgenij CHARLAMOV

TIME DOMAIN OPTICAL REFLECTOMETER SYSTEMS INVESTIGATION

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)

VGTU
LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2013

Doctoral dissertation was prepared at Vilnius Gediminas Technical University in 2009–2013.

Scientific Supervisor

Prof Dr Habil Romualdas NAVICKAS (Vilnius Gediminas Technical University, Technological Sciences, Electrical and Electronic engineering – 01T).

Reziumė

Disertacijoje nagrinėjamos laiko srities optinės reflektometrinės (OTDR) sistemos. Pagrindinis tyrimo objektas yra OTDR įėjimo pakopa – optinis imtuvas (OI). Disertacijos tikslas – sukurti OI projektavimo metodiką, leidžiančią pasiekti optimalų dinaminį diapazoną, suprojektuoti ir ištirti integrinį diferencinį pereinamos varžos stiprintuvą (PVS) su kintamu stiprinimo koeficientu.

Darbe sprendžiami šie uždaviniai: atliekama OTDR ir jų pagrindinių charakteristikų analizė ir formuluojamos tobulinimo kryptys; analizuojami pagrindiniai optinio imtuvo triukšmų šaltiniai, jų mažinimo galimybės ir sudaromas apibendrintas optinio imtuvo triukšmų modelis; sukuriama OI projektavimo metodika, leidžianti apskaičiuoti griūtinio fotodiodo dauginimo faktorių, pereinamosios varžos stiprintuvo grįžtamojo ryšio varžą ir įėjimo tranzistoriaus fizinius matmenis, kuriems esant gaunamas optimalus dinaminis diapazonas; projektuojamas optinio imtuvo maketas iš diskrečiųjų elementų ir tiriami jo parametrai; atliekamas integrinio PVS projektavimas ir modeliavimas, taikant 0,35 μm KMOP technologiją bei optinio imtuvo parametrų skaičiavimas 0,1–100 MHz dažnių juostų diapazone.

Disertaciją sudaro įvadas ir keturi skyriai. Pabaigoje pateikiami naudotos literatūros ir autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašai ir 1 priedas.

Įvadiniame skyriuje aptariama: tiriamoji problema, darbo aktualumas, aprašomas tyrimų objektas, suformuluotas darbo tikslas bei uždaviniai, aprašoma tyrimų metodika, darbo mokslinis naujumas, darbo rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai. Skyriaus pabaigoje pristatomos disertacijos tema autoriaus paskelbtos publikacijos ir pranešimai konferencijose bei disertacijos struktūra.

Pirmasis skyrius skirtas analitinei literatūros apžvalgai. Jame nagrinėjama optinių reflektometrų paskirtis, tipai ir matavimo principai. Skyriaus pabaigoje formuluojamos išvados ir tikslinami disertacijos uždaviniai.

Antrasis skyrius skirtas optinių imtuvų analizei ir projektavimo metodikos kūrimui. Jame analizuojama optinio imtuvo struktūra, triukšmų šaltiniai, sudaromas matematinis triukšmų modelis, apibrėžiami optimalumo kriterijai, pateikiama projektavimo metodika.

Trečiame ir ketvirtame skyriuose pateikiami iš diskrečiųjų elementų ir PVS intergrinio grandyno pagrindu sudarytų optinių imtuvų projektavimo ir skaičiavimo rezultatai. Pateikiamos triukšminės ir kitos priklausomybės.

Disertacijos tema perskaityti 7 pranešimai Lietuvos bei kitų šalių konferencijose, paskelbti 5 straipsniai: keturi – straipsnių rinkiniuose, įtrauktuose į Thomson ISI sąrašą, vienas – Copernicus duomenų bazėje cituojamame žurnale.

Abstract

The dissertation investigates the optical time domain reflectometer (OTDR) systems. The main object of research is an optical receiver for OTDR. The aim of the work is to create an optical receiver design methodology to achieve optimal dynamic range of the system for a given bandwidth, design and investigate integrated fully differential variable gain transimpedance amplifier for OTDR optical receiver.

Main tasks solved in this work are: perform analysis of OTDR structures, main specifications and suggest possible improvement approaches; analyze main optical receiver noise sources and noise minimization and create generalized noise model; create optical receiver for an OTDR design methodology, that allow calculating avalanche photodiode multiplication factor, transimpedance amplifier feedback resistance and voltage amplifier input transistor dimensions that achieves optimal OTDR dynamic range; design and perform simulations of transimpedance amplifier integrated circuit using AMS 0.35 μm CMOS technology and calculate optical receiver parameters in 0.1–100 MHz range of bandwidths

The dissertation consists of four parts including Introduction, 4 chapters, Conclusions, References and 1 Annex.

The introduction reveals the investigated problem, importance of the thesis and the object of research. It also describes the purpose and tasks, research methodology, scientific novelty, the practical significance of results examined in the paper and defended statements. The introduction ends in presenting the author's publications on the subject of the defended dissertation, offering the material of made presentations in conferences and defining the structure of the dissertation.

Chapter 1 revises used literature. At the end of the chapter, conclusions are drawn and the tasks for the dissertation are reconsidered.

Chapter 2 is focusing on analysys of optical receiver and its design methodology development. Structure and noise suoces are analysed, noise model is created and noise minimisation is discussed.

Chapter 3 and 4 shows designed optical receivers from discrete components and based on transimpedance amplifier integrated circuit analysis results.

7 presentations on the subject have been given in conferences at national and international level. 5 articles focusing on the subject of the discussed dissertation are published: 4 articles – in the Thomson ISI register and 1 article – in the journal quoted by Copernicus data base.

Žymėjimai

Simboliai

α – šviesolaidžio slopinimo koeficientas;
αf – *1/f* triukšmo eksponentė;
α_{rs} – nuostoliai šviesolaidyje dėl Rayleigh sklaidos;
A_0 – žemų dažnių stiprinimo koeficientas;
A_n – triukšmo stiprinimo charakteristika;
B – dažnių juosta;
B_n – dažnių juosta;
B_{PVS} – PVS dažnių juosta;
Bs – Rayleigh sklaidos koeficientas;
B_{VA} – įtampos stiprintuvo dažnių juosta;
c – šviesos greitis vakuume;
C_d – detektoriaus parazitinė talpa;
C_f – grįžtamojo ryšio talpa;
C_{GS} – užtūros ištakos talpa;
C_{in} – įėjimo talpa;
C_{inT} – suminė įėjimo talpa;
C_{next} – sekančios pakopos talpa;
C_{OA} – stiprintuvo parazitinė įėjimo talpa;
C_{out} – išėjimo talpa;
C_{outT} – suminė išėjimo talpa;
C_{OX} – oksido paviršinė sluoksnio talpa;

C_T – tranzistoriaus įėjimo talpa;
DR – dinaminis diapazonas;
E – lazerio impulso energija;
e_n – operacinio stiprintuvo ekvivalentinis įėjimo įtampos triukšmas;
e_{ni} – įėjimo ekvivalentinė triukšmo įtampa;
e_{no} – išėjimo įtampos triukšmo spektrinis tankis;
E_{no} – PVS išėjimo įtampos triukšmo efektinė vertė;
E_{noE} – įtampos stprntuvo išėjimo įtampos triukšmo efektinė vertė;
E_{noI} – įtampos stprntuvo išėjimo srovės triukšmo efektinė vertė;
E_{noR} – varžos išėjimo įtampos triukšmo efektinė vertė;
$E_{no\text{-}tot}$ – optinio imtuvo išėjimo įtampos triukšmo efektinė vertė;
E_{npd} – fotodiodo išėjimo įtampos triukšmo efektinė vertė;
f_c – vienetinis stiprinimo dažnis;
f_i – triukšmo stiprinimo ir stiprintuvo dažninės amplitudės charakteristikų susikirtimo dažnis;
f_p – perdavimo charakteristikos polius;
f_T – technologijos ribinis dažnis;
f_z – perdavimo charakteristikos nulis;
g_0 – kanalo laidumas prie nulinės poslinkio įtampos;
g_m – tranzistoriaus statumas;
I_b – operacinio stiprintuvo įėjimo poslinkio srovė;
i_{dm} – dauginama fotodiodo tamsinė srovė;
i_{dn} – nedauginama fotodiodo tamsinė srovė;
I_{DS} – tranzistoriaus kanalo srovė;
i_n – įėjimo ekvivalentinė triukšmo srovė;
i_{napd} – griūtinio fotodiodo srovės triukšmo spektrinis tankis;
i_{nd} – tranzistoriaus kanalo triukšmo srovė;
$i_{nd\text{-}1/f}$ – tranzistoriaus kanalo *1/f* triukšmo srovė;
$i_{nd\text{-}T}$ – tranzistoriaus kanalo terminė triukšmo srovė;
i_{npd} – *pin* fotodiodo srovės triukšmo spektrinis tankis;
i_{pd} – fotodiodo signalo srovė;
k – Boltzmann konstanta;
K_f – *1/f* triukšmo konstanta;
K_{n1} – pirmos eiles dažnio barjero koeficientas;
L – tranzistoriaus kanalo ilgis;
μ – tranzistoriaus krūvininkų judrumas;

M – griūtinio fotodiodo dauginimo faktorius;
M_{opt} – optimalus griūtinio fotodiodo dauginimo faktorius;
η – fotodiodo kvantinis efektyvumas;
N – medžiagos lūžio rodiklis;
P_0 – lazerio impulso galia;
P_{NEP} – triukšmo ekvivalentinė galia;
P_{rbs} – atgalinės sklaidos galia;
P_{refl} – visa atspindėta galia;
P_{scat} – sklaidos galia;
q – elektrono krūvis;
r – impulso atspindžio amplitudė;
R_f – grįžtamojo ryšio varža;
R_{fopt} – optimali grįžtamojo ryšio varža;
R_L – Fresnel atspindžio koeficientas;
R_{out} – išėjimo varža;
S – atgalinės sklaidos koeficientas;
St_{max} – signalo lygis optinio imtuvo išėjime;
τ – laiko pastovioji;
T – temperatūra;
T_0 – lazerio impulso trukmė;
t_{ox} – silicio dioksido storis;
v – šviesos greitis medžiagoje;
V_{BR} – pramušimo įtampa;
V_{DS} – tranzistoriaus santakos ištakos poslinkio įtampa;
v_g – grupinis šviesos sklidimo greitis;
V_{GS} – tranzistoriaus užtūros ištakos poslinkio įtampa;
v_n – įėjimo ekvivalentinė triukšmo įtampa;
V_{nRMS} – įtampos triukšmo efektinė reikšmė;
V_{out} – išėjimo įtampa;
V_T – slenkstinė įtampa;
$V_T(x)$ – tranzistoriaus slenkstinė įtampa x taške;
W – tranzistoriaus kanalo plotis;
x – griūtinio fotodiodo perteklinio triukšmo faktorius;
$z(j\omega)$ – grandinės įėjimo kompleksinė varža;
Z_{PVS} – PVS perdavimo funkcija;
Z_{PVS0} – PVS žemų dažnių perdavimo koeficientas.

Santrumpos

ASK	– analoginis skaitmeninis keitiklis;
CO-OTDR	– koherentinis reflektometras;
COTDR	– koreliacinis reflektometras;
EDFA	– optinis skaidulinis stiprintuvas su Erbio priemaišomis;
FUT	– testuojama optinė skaidula;
OFDR	– optinis dažnių ašies reflektometras;
OI	– optinis imtuvas;
OR	– optinis reflektometras;
OTDR	– laiko srities optinis reflektometras;
PC-OTDR	– reflektometras, kurio veikimas pagristas fotonų skaičiavimu;
PMD	– poliarizacinė modų dispersija;
PO-OTDR	– poliarizacinis reflektometras;
PVS	– pereinamos varžos stiprintuvas.

Turinys

ĮVADAS 1
Problemos formulavimas 1
Darbo aktualumas 2
Tyrimų objektas 3
Darbo tikslas 3
Darbo uždaviniai 4
Tyrimų metodika 4
Darbo mokslinis naujumas 5
Darbo rezultatų praktinė reikšmė 5
Ginamieji teiginiai 5
Darbo rezultatų aprobavimas 6
Darbo sąsajos su kitų mokslininkų tyrimais 6
Disertacijos struktūra 7

1. REFLEKTOMETRINIŲ SISTEMŲ ANALIZĖ 9
1.1. Optinių reflektometrų paskirtis 9
1.2. Laiko srities optinio reflektometro struktūra ir veikimas 11
1.3. Optinių reflektometrų tipai ir matavimo principai 12
1.4. Laiko srities optinio reflektometro parametrai ir jų sąryšiai 16
1.5. Laiko srities optinių reflektometrų parametrų skaičiavimas ir palyginimas 18
1.6. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas 20

2. LAIKO SRITIES OPTINIO REFLEKTOMETRO IMTUVO PROJEKTAVIMO METODIKA ... 23
2.1. Optinio imtuvo struktūros analizė ... 24
2.2. Optinio imtuvo dažnių juostos ir impulso trukmės sąryšis ... 26
2.3. Optinio imtuvo triukšmų modelis ... 29
2.3.1. Fotodiodai ir jų triukšmai ... 31
2.3.2. Terminis varžos triukšmas ... 35
2.3.3. Operacinio stiprintuvo triukšmai ... 36
2.3.4. Tranzistoriaus triukšmai ... 37
2.3.5. Pereinamos varžos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu triukšmų skaičiavimas ... 40
2.3.6. Pereinamos varžos stiprintuvo su tranzistoriumi įėjime triukšmų skaičiavimas ... 44
2.3.7. Optinio imtuvo triukšmai ... 45
2.4. Optinio imtuvo dinaminis diapazonas ir jo priklausomybė nuo pagrindinių optinio imtuvo parametrų ... 46
2.4.1. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybė nuo dažnių juostos ... 47
2.4.2. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybė nuo grįžtamojo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus ... 47
2.5. Optinio imtuvo optimalūs parametrai ... 48
2.6. Antrojo skyriaus išvados ... 50

3. OPTINIO IMTUVO IŠ DISKREČIŲJŲ ELEMENTŲ PROJEKTAVIMAS IR TYRIMAS ... 53
3.1. Optinio imtuvo struktūros parinkimas ir analizė ... 53
3.2. Optinio imtuvo triukšmų skaičiavimas ... 56
3.2.1. Pereinamos varžos stiprintuvo įėjimo įtampos triukšmo perdavimo charakteristikos ir išėjimo triukšmo skaičiavimas ... 58
3.2.2. Optinio imtuvo išėjimo įtampos triukšmo skaičiavimo rezultatai ... 59
3.3. Optinio imtuvo dinaminio diapazono skaičiavimo ir matavimo rezultatai ... 62
3.3.1. Optinio dinaminio diapazono matavimo ir skaičiavimo rezultatų analizė ... 63
3.3.2. Optinio imtuvo dinaminio diapazono matavimo ir skaičiavimo rezultatų neatitikimo analizė ... 68
3.4. Optinio imtuvo optimalūs parametrai ... 69
3.5. Trečiojo skyriaus išvados ... 75

4. PEREINAMOS VARŽOS STIPRINTUVO INTEGRINIO GRANDYNO PROJEKTAVIMAS IR TYRIMAS ... 77
4.1. Diferencinio pereinamosios varžos stiprintuvo projektavimas ... 77
4.1.1. Diferencinio pereinamosios varžos stiprintuvo struktūros parinkimas ... 78
4.1.2. Grįžtamojo ryšio rezistorių komutavimo raktas ... 79
4.1.3. Diferencinis įtampos stiprintuvas ... 80
4.2. Optinio imtuvo triukšmų modeliavimas ir optimalių parametrų skaičiavimas ... 87
4.2.1. Pereinamos varžos stiprintuvo triukšmo modeliavimas ... 87

4.2.2. Optinio imtuvo optimalaus fotodiodo dauginimo faktoriaus ir normuoto dinaminio diapazono skaičiavimas ... 88
4.2.3. Optinio imtuvo optimalaus dinaminio diapazono ir optimalios grįžtamo ryšio varžos skaičiavimas ... 90
4.2.4. Pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno topologijos projektavimas ... 91
4.3. Optinio imtuvo tyrimas ... 95
4.3.1. Pereinamos varžos stiprintuvo dažninės perdavimo charakteristikos ... 95
4.3.2. Pereinamos varžos stiprintuvo maitinimo įtampos pulsacijų malšinimo faktorius ... 97
4.3.3. Pereinamos varžos stiprintuvo triukšmai ... 97
4.4. Optinio imtuvo su diferenciniu pereinamos varžos stiprintuvu optimalūs parametrai ... 99
4.5. Ketvirtojo skyriaus išvados ... 101

BENDROSIOS IŠVADOS ... 103

LITERATŪRA IR ŠALTINIAI ... 105

AUTORIAUS MOKSLINIŲ PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS ... 113

PRIEDAS. Optinio imtuvo skaičiavimo ir matavimo rezultatai ... 115

Contents

INTRODUCTION 1
The problem 1
Topicality of work 2
The object of the research 3
The aim of the work 3
The tasks of work 4
Research methodology 4
The novelty of the work 5
Practical value of the work 5
Defended propositions 5
Approval of the results 6
Work relevance with other researchers works 7
The dissertation structure 7

1. REFLECTOMETER SYSTEM ANALYSIS 9
1.1. The purpose of the optical reflectometer 9
1.2. Structure and operation of the optical time domain reflectometer 11
1.3. Other reflectometer types and their measurement principles 12
1.4. The main optical time domain reflectometer parameters and their relationships 16
1.5. Calculations and comparison of the optical time domain reflectometer paremeters 18
1.6. Conclusions of the chapter 1 and formulation of the thesis tasks 20

2. DESIGN METHODOLOGY FOR OPTICAL TIME DOMAIN REFLECTOMETER OPTICAL RECEIVER 23
2.1. The analysis of the optical receiver structure 24
2.2. The relation between optical receiver bandwidth and laser pulse width 26
2.3. The noise model of an optical receiver 29
2.3.1. Photodiode noise 31
2.3.2. Thermal noise of the resistor 35
2.3.3. Operational amplifier noise 36
2.3.4. Transistor noise 37
2.3.5. Transimpedance amplifier noise calculation 40
2.3.6. Transimpedance amplifier with input transistor noise calculation 44
2.3.7. Optical receiver noise 45
2.4. Optical receiver dynamic range and its dependance on main parameters 46
2.4.1. Optical receiver dinamic range dependence on bandwidth 47
2.4.2. Optical receiver dynamic range dependence on feedback resistor and photodiode multiplication factor 47
2.5. The optimal parameters of an optical receiver 48
2.6. Conclusions of the chapter 2 50

3. DESIGN AND INVESTIGATION OF AN OPTICAL RECEIVER FROM THE DISCRETE COMPONENTS 53
3.1. The structure of an optical receiver and its analsis 53
3.2. The noise calculations of an optical receiver 58
3.2.1. Transimpedance amplifier noise gain and output noise calculation 58
3.2.2. Optical receiver output noise voltage calculation results 59
3.3. The results of an optical receiver dynamic range calculations and measurements 62
3.3.1. The analysis of an optical receiver dynamic range measurement and calculation results 63
3.3.2. The analysis of mismatch between dynamic range calculation and measurement results 68
3.4. The optimal parameters of an optical receiver 69
3.5. Conclusions of the chapter 3 75

4. DESIGN AND INVESTIGATION OF THE VARIABLE GAIN TRANSIMPEDANCE AMPLIFIER INTEGRATED CIRCUIT 77
4.1. The design of differential transimpedance amplifier 77
4.1.1. Differential transimpedance amplifier structure selection 78
4.1.2. Feedback resistors switch 79
4.1.3. Differential voltage amplifier 80
4.2. Simulation of the optical receiver noise and calculation of optimal parameters ... 87
4.2.1. Transimpedance amplifier noise simulation results 87
4.2.2. Optical receivers photodiode optimal multiplication factor and normalized dynamic range calculation 88
4.2.3. Optical receivers optimal dynamic range and feedback resistance calculation 90

4.2.4. Transimpedance amplifier topology design 91
4.3. Optical receiver analysis 95
4.3.1. Transimpedance amplifier gain frequency response 95
4.3.2. Transimpedance amplifier power supply rejection ratio 96
4.3.3. Transimpedance amplifier noise 97
4.4. Optimal parameters of an optical receiver with fully differential transimpedance amplifier 99
4.5. Conclusions of the chapter 4 102

GENERAL CONCLUSIONS 103

REFERENCES 105

LIST OF THE AUTHOR'S SCIENTIFIC PUBLICATIONS RELATED TO THE TOPIC OF THE DISSERTATION 113

ANNEX. Optical receiver dynamic range measurement and calculation results 115

Įvadas

Problemos formulavimas

Laiko srities optinė reflektometrija pagrįsta Rayleigh šviesos sklaida skaiduloje. Į optinę skaidulą siunčiamas lazerio impulsas. Dėl šviesos sąveikos su optinės skaidulos medžiaga vyksta Rayleigh sklaida ir dalis šviesos, vadinama atgaline sklaida, atsispindi priešinga kryptimi. Reflektometre esantis optinis imtuvas, susidedantis iš fotodetektoriaus ir pereinamos varžos stiprintuvo, šį šviesos signalą paverčia įtampos ir jį sustiprina. Toliau signalas diskretizuojamas ir skaitmeniškai apdorojamas. Du pagrindiniai optinio reflektometro parametrai yra dinaminis diapazonas ir nejautrumo zona. Pirmasis parametras nusako maksimalų matuojamą atstumą ir priklauso nuo optinio imtuvo dinaminio diapazono, kurį lemia fotodetektoriaus ir pereinamos varžos stiprintuvo stiprinimo koeficientai, triukšmai, dažnių juosta, lazerio impulso galia ir trukmė. Antrasis parametras, nejautrumo zona, nusako minimalų atstumą tarp dviejų atspindinčių įvykių ir priklauso nuo optinio imtuvo dažnių juostos ir lazerio impulso trukmės. Dar vienas svarbus parametras yra matuojamų signalų diapazonas. Jis nusako maksimalų matuojamą optinio reflektometro signalo lygį ir priklauso nuo optinio imtuvo stiprinimo koeficiento. Optinio reflektometro dinaminį diapazoną galima padidinti panaudojant didesnės galios lazerį, tačiau yra riba, po kurios pasireiškia netiesiniai Kerr efektai ir matavimų rezultatai tampa netikslūs. Lazerio impulso

trukmės didinimas gerina dinaminį diapazoną, tačiau kartu didina ir nejautrumo zoną, todėl yra netinkamas.

InGaAs griūtinių fotodiodų, naudojamų kaip fotodetektorius, pasirinkimas yra ribotas, o geriausių pavyzdžių dauginimo faktorius neviršija 100. Optinio imtuvo stiprinimo koeficiento ir triukšmų optimizavimas yra efektyvus būdas pagerinti optinį reflektometrą. Nors literatūroje yra daug optinio imtuvo projektavimo pavyzdžių, tačiau dėl reflektometrijoje keliamų specifinių reikalavimų būtina projektavimo metodika, leidžianti pasiekti optimalų dinaminį diapazoną reikalaujamai dažnių juostai.

Komerciniai pereinamos varžos stiprintuvai, skirti optinei reflektometrijai, yra projektuojami iš diskrečiųjų elementų. Dėl parazitinių efektų, jų maksimali dažnių juosta nepakankama, o optimizavimo galimybės ribotos. Diferencinio pereinamos varžos stiprintuvo su kintamu stiprinimo koeficientu integrinio grandyno projektavimas leistų pasiekti platesnę dažnių juostą ir geresnius optinio imtuvo parametrus.

Disertacijoje išnagrinėtas optinis reflektometras ir jo struktūra, pagrindiniai parametrai ir sąryšis tarp jų. Remiantis sudarytu optinio imtuvo triukšmų matematiniu modeliu sukurta projektavimo metodika, kuri leidžia gauti optinio imtuvo ir atitinkamai reflektometrinės sistemos optimalius parametrus. Siekiant patikrinti sukurtą triukšmų modelį atliktas optinio imtuvo iš diskrečiųjų elementų projektavimas ir tyrimas. Pagal pateiktą metodiką atliktas diferencinio 0,35 µm KMOP technologijos pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno projektavimas ir tyrimas. Gautos optimalios grįžtamojo ryšio varžos, fotodiodo dauginimo faktoriaus ir dinaminio diapazono vertės, esant skirtingoms dažnių juostoms, leido praplėsti optinio laiko srities reflektometro matuojamų signalų diapazoną ir gauti iki 2 metrų sumažintą nejautrumo zoną.

Darbo aktualumas

Jau pora dešimtmečių duomenų perdavimas yra viena sparčiausiai besivystančių sričių elektronikoje. Nuo 2000 metų interneto vartotojų skaičius pasaulyje išaugo daugiau kaip 5 kartus iki 2,4 milijardo. Daugiau nei 90 procentų viso duomenų srauto, siunčiamo ilgais atstumais, perduodama naudojant optinius tinklus. 2010 metais pasaulio bendras optinės skaidulos ilgis siekė 182 milijonų kilometrų ir sparčiai auga toliau (Minwats, 2012; Radboume, 2011). Didėjantis interneto greičio poreikis galutiniam vartotojui sąlygojo technologijų atsiradimą, kuomet šviesolaidis atvedamas į vartotojo namus (FTTH) (Yuksel *et al* 2005) naudojant pasyvius optinius tinklus (PON) (Araid *et al* 2004). Pastarojoje technologijoje naudojami optinio signalo šakotuvai, kurie vieną skaidulą šakoja į daugelį optinių skaidulų. Dalybos koeficientas būna nuo 2 iki 256.

Sudėtingėjant informacijos perdavimo technologijoms, optinio kanalo kokybei ir atitinkamai optinės skaidulos testavimo įrangai kyla vis aukštesni reikalavimai. Optinė reflektometrija yra plačiausiai taikoma optinės linijos testavimui, nes iš vienos optinės skaidulos galo su vienu prietaisu įmanoma išmatuoti visus optinės skaidulos parametrus būtinus sertifikavimui ir optinės linijos eksploatavimui.

Optinis kanalas gali būti kelių rūšių. Pirmas – tiesioginis tarppunktis kanalas, pavyzdžiui, tarp galutinio vartotojo ir paskirstymo stoties. Tokio kanalo ilgis būna iki kelių metrų, todėl jo matavimui reikalinga trumpiausia reflektometro nejautrumo zona. Antras – PON tinklai, kur dėl šakotuvų didelio dalybos koeficiento matavimams reikia aukštesnio dinaminio diapazono. Kadangi dalybos koeficientas ir atitinkamai reikalaujamas optinio reflektometro dinaminis diapazonas yra žinomi, reikia siekti trumpiausios nejautrumo zonos. Šios rūšies kanalų matavimo svarba sąlygojo naujos, PON tinklams optimizuotų optinių reflektometrų atmainos atsiradimą. Trečias – tolimojo ryšio optiniai kanalai, kurių matavimams reikalaujamas kuo didesnis reflektometro dinaminis diapazonas.

Dėl tiriamoje problemoje aptartų priežasčių optinio imtuvo parametrų optimizavimas pagrindinėms optinio kanalo rūšims, t. y. dinaminio diapazono optimizavimas reikalaujamoms dažnių juostoms atsižvelgiant į matuojamų signalų diapazoną yra efektyvus būdas patobulinti laiko srities optinį reflektometrą. Šie uždaviniai yra aktualūs ir turi praktinę vertę.

Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas – laiko srities optinių reflektometrinių sistemų optiniai imtuvai.

Darbo tikslas

Sukurti reflektometro optinio imtuvo projektavimo metodiką, leidžiančią pasiekti optimalų dinaminį diapazoną duotajai dažnių juostai, suprojektuoti ir ištirti integrinį diferencinį pereinamos varžos stiprintuvą su kintamu stiprinimo koeficientu.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti sprendžiami šie uždaviniai:

1. Atlikti optinių reflektometrų struktūrų ir jų pagrindinių charakteristikų analizę, ir suformuluoti tobulinimo kryptis.
2. Išanalizuoti pagrindinius optinio imtuvo triukšmų šaltinius ir jų mažinimo galimybes, sudaryti apibendrintą optinio imtuvo triukšmų modelį.
3. Sukurti optinio imtuvo projektavimo metodiką, leidžiančią apskaičiuoti griūtinio fotodiodo dauginimo faktorių, pereinamosios varžos stiprintuvo grįžtamojo ryšio varžą ir įėjimo tranzistoriaus fizinius matmenis, kuriems esant gaunamas optimalus dinaminis diapazonas.
4. Suprojektuoti optinio imtuvo maketą iš diskrečiųjų elementų ir ištirti jo parametrus.
5. Atlikti integrinio pereinamos varžos stiprintuvo projektavimą ir modeliavimą, taikant 0,35 μm KMOP technologiją, bei optinio imtuvo parametrų skaičiavimą 100 kHz − 100 MHz dažnių juostų diapazone.

Tyrimų metodika

Darbe naudojami analitiniai ir skaitiniai tyrimo metodai. Skaičiavimams, optimizavimui ir matematinių modelių sudarymui buvo naudoti Mathcad® ir Matlab® programų paketai. Schemų projektavimui ir gautų parametrų modeliavimui taikyti automatizuoto projektavimo programiniai paketai Cadence OrCAD®, Cadence IC Design Siute® ir kiti. Eksperimentiniai tyrimai buvo atlikti naudojant Labview® programų paketą, integruojant naujus blokus į egzistuojančias reflektometrines sistemas arba jas modifikuojant. Gauti rezultatai palyginami su kitų autorių darbais ir komercinėmis sistemomis.

Darbo mokslinis naujumas

Rengiant disertaciją buvo gauti šie elektros ir elektronikos inžinerijos mokslui nauji rezultatai:

1. Teoriškai ir analitiškai ištirtos pagrindinių elementų, labiausiai įtakojančių optinio imtuvo, skirto laiko srities optinei reflektometrijai, dinaminį diapazoną, triukšminės charakteristikos ir sudarytas apibendrintas optinio imtuvo triukšmų modelis, kuris leidžia įvertinti kiekvieno triukšmo šaltinio įtaką suminiam triukšmui.
2. Sukurta optinio imtuvo, skirto laiko srities optinei reflektometrijai, projektavimo metodika, leidžianti pasiekti optimalų dinaminį diapazoną apskaičiuojant fotodiodo dauginimo faktorių, grįžtamojo ryšio varžą ir stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus fizinius matmenis.
3. Taikant 0,35 μm KMOP technologiją, suprojektuotas ir ištirtas integrinis diferencinis pereinamos varžos stiprintuvas su grįžtamojo ryšio varža nuo 20 kΩ iki 800 kΩ ir 107 MHz maksimalia dažnių juosta, leidžiantis gauti geresnę reflektometro skiriamąją gebą ir sumažintą nejautrumo zoną iki 2 metrų.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Sukurta optinio imtuvo projektavimo metodika yra taikoma tobulinant esamus ir kuriant naujus komercinius laiko srities optinius reflektometrus. Suprojektuoto diferencinio pereinamos varžos stiprintuvo su kintama apkrovos varža integrinis grandynas yra skirtas plataus iki 42 dB dinaminio diapazono ir mažos, iki 2 metrų nejautrumo zonos, naujos kartos laiko srities optinių reflektometrų gamybai.

Ginamieji teiginiai

1. OTDR optinio imtuvo apibendrintas triukšmų modelis įvertina didžiausią įtaką turinčius triukšmų šaltinius ir taikytinas laiko srities optinių reflektometrų tyrimuose, siekiant nustatyti grįžtamojo ryšio varžos, griūtinio fotodiodo dauginimo faktoriaus ir įėjimo tranzisto-

riaus fizinius matmenis, kuriems esant gaunamas optimalus dinaminis diapazonas.

2. Pasiūlyta optinio imtuvo projektavimo metodika leidžia gauti optimalų reflektometro dinaminį diapazoną, kuriam esant gaunamas 5 % sumažintas signalo triukšmo santykis, o matuojamų signalų diapazonas 0,1–10 MHz dažnių juostų diapazone praplečiamas 1,4–2,1 kartų, kai optinis imtuvas suprojektuotas iš diskrečiųjų komponentų.
3. Integrinis 0,35 µm KMOP technologijos diferencinis pereinamos varžos stiprintuvas su kintama grįžtamojo ryšio varža nuo 20 kΩ iki 800 kΩ turi praplatintą dažnių juostą nuo 100 kHz iki 107 MHz, ir 2 metrų optinio reflektometro nejautrumo zoną, esant 15 mW vartojamajai galiai.

Darbo rezultatų aprobavimas

Disertacijos tema paskelbti ir priimti spaudai 5 moksliniai straipsniai: keturi – mokslo žurnaluose, įtrauktuose į Thomson Reuters (ISI) Web of Knowledge sąrašą ir vienas – mokslo žurnale, referuojamame Index Copernicus (IC) DB.
Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo paskelbti septyniose mokslinėse konferencijose, penkios iš jų tarptautinės:

- 12-oji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2009 03 20.
- 5-oji tarptautinė konferencija *„Mechatronic Systems and Materials (MSM 2009)“*. Vilnius, 2009 10 23.
- 14-oji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2010*“. Vilnius, 2010 05 19.
- 15-oji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2011*“. Vilnius, 2011 05 18.
- 14-oji tarptautinė konferencija *“Ultrafast Phenomena in Semiconductors 2011”*. Vilnius, 2011 08 25.
- 16-oji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2012*“. Palanga, 2012 06 18.
- 16-oji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija *„Mokslas – Lietuvos ateitis“*. Vilnius 2013 03 15.
- 9-oji tarptautinė konferencija *„Mechatronic Systems and Materials (MSM 2013)“*. Vilnius, 2013 07 03.

Darbo sąsajos su kitų mokslininkų tyrimais

Darbas iš dalies remiasi Vilniaus Gedimino technikos universiteto Elektronikos fakulteto prof. dr. A. Baškio, prof. habil. dr. R. Martavičiaus ir

doc. dr. V. Barzdėno, Valstybinio mokslinių tyrimų instituto Fizinių ir technologijos mokslų centro prof. habil. dr. S. Ašmonto, Vytauto Didžiojo Universiteto prof. habil. dr. L. Pranevičiaus, Kauno technologijos universiteto Telekomunikacijų ir elektronikos fakulteto prof. dr. A. Valinevičiaus ir kt. atliktų mokslinių tyrimų rezultatais.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, keturi skyriai, rezultatų apibendrinimas, kitų autorių ir autoriaus sąrašai, vienas priedas.

Darbo apimtis yra 113 puslapių, neskaitant priedų, tekste panaudotos 74 numeruotos formulės, 54 paveikslai ir 14 lentelių. Rašant disertaciją buvo panaudoti 101 literatūros šaltinis.

Padėka

Esu dėkingas visiems žmonėms, kurie prisidėjo ruošiant šią disertaciją, už jų pagalbą ir palaikymą.

Dėkoju savo disertacijos darbo vadovui prof. habil. dr. Romualdui Navickui už skatinimą, konsultacijas, pastabas, komentarus ir apskritai puikų vadovavimą ruošiant šią disertaciją. Taip pat dėkoju už kantrybę ir supratimą.

Dėkoju visiems savo kolegoms iš UAB „LIFODAS“ už tai, kad skatino bei padėjo tobulėti, už suteiktą galimybę ir puikias darbo sąlygas vienoje iš unikalių elektronikos įmonių Lietuvoje ir pasaulyje.

VGTU Elektronikos fakulteto Kompiuterių inžinerijos katedros dėstytojams ir visiems darbuotojams noriu padėkoti už įvairiapusę pagalbą gilinant mokslo žinias, ruošiant šią disertaciją.

Ypatingai dėkoju savo žmonai, artimiesiems ir draugams už palaikymą bei supratimą.

1

Reflektometrinių sistemų analizė

Skyrius skirtas literatūros apžvalgai. Jame nagrinėjami optinių reflektometrų paskirtis, tipai ir matavimo principai. Skyriaus pabaigoje formuluojamos išvados ir tikslinami disertacijos uždaviniai.

1.1. Optinių reflektometrų paskirtis

Optinė skaidula yra cilindro formos dielektrinės medžiagos bangolaidis padengtas apvalkalu, kuris perduoda šviesą pasitelkdamas visiško vidinio atspindžio efektą. Šis efektas pasireiškia, kai šviesa susiduria su riba tarp dviejų medžiagų su skirtingu lūžio rodikliu. Optinėje skaiduloje egzistuoja skirtingi šviesos signalo slopinimo efektai. Sugertis – kai medžiagos molekulė sugeria fotono energiją ir išspinduliuoja šilumos pavidalu. Rayleigh sklaida – kai fotonas susidurdamas su mikronetolygumais, egzistuojančiais molekuliniame lygmenyje, kurių matmenys yra artimi bangos ilgiui, atsispindi atsitiktine kryptimi. Slopinimas dėl skaidulos netolygumų makrolygmenyje, kai šviesolaidis sulenkiamas ir krintančios šviesos kampas pasidaro didesnis už kritinį, dingsta visiško atspindžio efektas ir dalis arba visa šviesa spinduliuojama į išorę. Taip pat galimi Fresnel atspindžiai dėl medžiagos lūžio rodiklio pokyčio. Minėti efektai pasi-

reiškia ir yra ne mažiau svarbūs kituose optiniuose komponentuose, pavyzdžiui, optiniame šakotuve, multiplekseryje, fotoimtuve ir kt. Šviesolaidžio ir kitų optinių komponentų (Tsujikawa *et al* 2007) kokybės tikrinimas yra svarbūs visais etapais. Gamybos metu kontroliuojami parametrai užtikrinantys atitikimą specifikacijai. Diegimo metu, prieš sertifikavimą, tikrinama optinės skaidulos kokybė. Eksploatacijos metu būtina reguliari optinių skaidulų kokybės kontrolė, ypač seismiškai aktyviuose pasaulio regionuose.

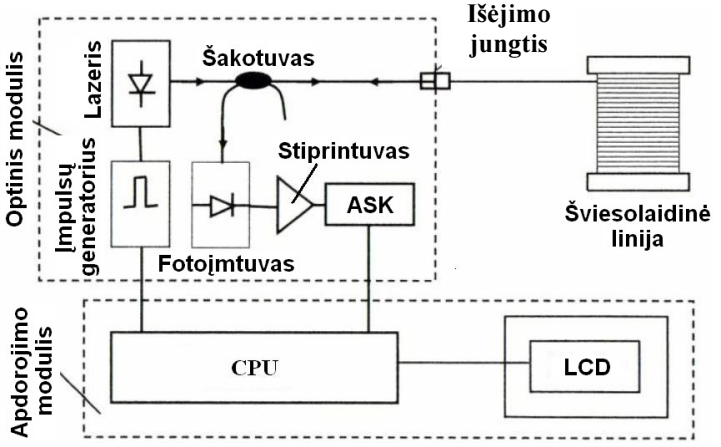
Vienas iš svarbiausių šviesolaidžio parametrų yra optinio signalo slopinimas. Šio parametro tyrimai prasidėjo pakankamai seniai (Ogilvie *et al* 1972; Stewart, Black 1974), bet nepraranda aktualumo ir šiais laikais (Koike 2009, Yani *et al* 2009). Optinės reflektometrinės sistemos veikimo principas slopinimui matuoti buvo pasiūlytas 1976 metais (Hillerich 1976). Pasiūlymo esmė buvo siųsti į vieną šviesolaidžio galą tam tikros galios optinį impulsą, o kitame statyti veidrodį, kuris atspindėtų visą šviesą atgal. Lyginant siunčiamo ir grįžusio impulso galias buvo nustatomas signalo slopinimas kanale. Vėliau atsirado reflektometrinės sistemos, kurių veikimo principas pagrįstas Rayleigh sklaidos matavimu (Healey, Smith 1982; Philen *et al* 1982), kai panaudoti puslaidininkiniai lazeriai ir fotodiodai, o jų struktūra vadinama klasikinė ir iki šiol yra populiariausia dėl savo paprastumo ir patikimumo. Vėliau tobulėjo tiek šviesolaidžio parametrai, tiek ir reflektometrinės sistemos. 1984 metais buvo pasiektas 42 km matavimo atstumas (Fujise, Kuwazuru 1984), o po trijų metų rezultatas buvo tris kartus geresnis (Namihira *et al* 1987). Šiais laikais yra komercinių reflektometrų, kurių dinaminis diapazonas daugiau nei 50 dB (JDSU 2011). Tai leidžia matuoti šviesolaidines magistrales, kurių ilgis siekia 300 km.

Atsirandant ir populiarėjant naujoms tinklo topologijoms, pavyzdžiui, FTTx (Yuksel *et al* 2005), kai optinė skaidula atvedama iki galutinio vartotojo, naudojant naują optinio ryšio technologiją, kaip pasyvūs optiniai tinklai (PON) (Rad *et al* 2010; Takushima, Chung 2010), šviesolaidinis ryšis tampa vis labiau paplitęs. Optinė skaidula jau taikoma informacijos perdavimui ne tik laivuose bei lėktuvuose (Chan *et al* 2006), bet ir automobiliuose, kur jos ilgis gali siekti vos 1–2 metrus. Sparčiai didėjant optinių skaidulų poreikiui didėja ir jos matavimo įtaisų rinka. Nuo 1999 iki 2003 metų OTDR rinka išaugo atitinkamai nuo 1,9 iki 3,6 milijonų dolerių (Fuller 2003). Pastaraisiais metais optinių tinklų matavimo įrangos apyvarta sparčiai didėjo. 2008 metais sudarė daugiau nei 567 milijonų dolerių ir buvo prognozuojama, kad 2013 pasieks 618 milijonų (Padmanabhan 2011).

1.2. Laiko srities optinio reflektometro struktūra ir veikimas

Klasikinės struktūros laiko srities optinis reflektometras (OTDR) yra labiausiai paplitęs pasaulyje dėl savo paprastumo ir patikimumo. Jis susideda iš dviejų pagrindinių optinio ir skaitmeninio apdorojimo modulių (1.1 pav.). Pastarasis atsako už informacijos apdorojimą, saugojimą ir atvaizdavimą, o jo parametrai šiais laikais nesąlygoja reflektometrinės sistemos parametrų. Optinis modulis yra svarbiausia OTDR dalis. Jame surenkama visa informacija apie šviesolaidinę liniją ir jo parametrai lemia visos sistemos parametrus.

Optiniame modulyje impulsų generatorius generuoja srovės impulsą, kuris paduodamas į lazerį. Lazerio sugeneruotas optinis impulsas per šakotuvą siunčiamas į šviesolaidį. Sklindant jame dalis šviesos dėl Rayleigh ir Fresnel sklaidos grįžta į optinį modulį ir pro šakotuvą papuola į fotoimtuvą. Pastarasis paverčia optinį signalą į srovę, kurią pereinamos varžos stiprintuvas (PVS) paverčia į įtampą, sustiprina ir perduoda į analoginį skaitmeninį keitiklį. Toks matavimas kartojamas daugelį kartų, taip didinant dinaminį diapazoną.



1.1 pav. Laiko srities optinio reflektometro struktūra
Fig. 1.1. The structure of conventional optical time domain reflectometer

Iš analoginio signalo paverstas skaitmeninis signalas yra perduodamas į apdorojimo modulį, kur jis yra kaupiamas, apdorojamas ir atvaizduojamas. Matavimo rezultatas yra reflektograma – grįžusio signalo grafikas laiko ašyje logaritminiu masteliu.

Grįžtančios į imtuvą atgalinės sklaidos galios priklausomybę nuo laiko galima užrašyti formule:

$$P_{\mathrm{rbs}}(x) = \frac{S\alpha_{\mathrm{rs}} P_0 T_0 v_{\mathrm{g}}}{2} e^{-2\alpha x} 1(x), \tag{1.1}$$

čia S – atgalinės sklaidos koeficientas, P_0 – optinio impulso galia, T_0 – lazerio impulso trukmė, v_{g} – grupinis šviesos sklidimo greitis, α_{rs} – nuostoliai šviesolaidyje dėl Rayleigh sklaidos, α – šviesolaidžio slopinimo koeficientas, $1(x)$ – Dirako delta funkcija.

Jei laikysime, kad šviesolaidžio parametrai (S, α_{rs}, α, v_{g}) yra pastovūs, o lazerio impulso maksimali galia yra P_0, tada atgalinės sklaidos galią galima padidinti tik didinant P_0 arba T_0, kurie nusako impulso energiją. Teoriškai galima situacija, kai T_0 artėja prie nulio, o P_0 prie begalybės. Tada energija išlieka pastovi ir lygi vienetui kaip ir Dirako delta funkcijos atveju. Tokia prielaida leidžia interpretuoti išraišką (1.2) kaip šviesolaidžio perdavimo charakteristiką *h(t)*.

$$P_{\mathrm{rbs}}(t) = \frac{S\alpha_{\mathrm{rs}} P_0 T_0 v_{\mathrm{g}}}{2} e^{-2Av_{\mathrm{g}}t} 1(t). \tag{1.2}$$

Kai optinė galia nėra didelė, šviesolaidis laikomas tiesine sistema. Kai galia viršija 1 W, atsiranda Kerro netiesiškumo efektas (Singh 2007). Jei šviesolaidis nagrinėjamas kaip tiesine sistema, jo atsakas $P_{\mathrm{rbs}}(t)$ į impulsą $P_{\mathrm{in}}(t)$ duotas kaip sąsūką tarp perdavimo charakteristikos *h(t)* ir optinės galios.

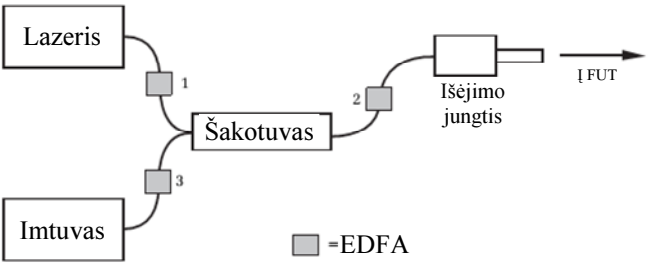
$$P_{\mathrm{rbs}}(t) = P_{\mathrm{in}}(t) \otimes h(t). \tag{1.3}$$

Atgalinės sklaidos priklausomybė nuo laiko yra daug sudėtingesnė funkcija nei teorinė ideali eksponentinė funkcija. Didžiausią įtaką detektuojamam signalui turi optinio imtuvo triukšmai, nes vienmodžio šviesolaidžio atveju atgalinės sklaidos optinio signalo galia yra apie 80 dB mažesnė už impulso galią. Dažniausiai impulso galia būna dešimčių milivatų eilės. Tai reiškia, kad atgalinės sklaidos galia yra nuo -70 dBm iki -60 dBm. Absoliučioje skalėje tai yra dešimtys piko vatų, todėl naudingas signalas būna „paskendęs“ triukšme.

1.3. Optinių reflektometrų tipai ir matavimo principai

Po klasikinės reflektometro struktūros atsiradimo buvo kuriami tiek kiti reflektometrijos būdai, tiek tobulinamos esamos sistemos. Vienas pirmiausių patobulinimų buvo optinio šviesolaidinio stiprintuvo įterpimas į optinę grandinę (Way, Lai 1994; Cao *et al* 2004). Dažniausiai tai yra optinė skaidula su Erbio priemaišomis. Didelės galios, iki 1 W, 1064 nm bangos ilgio kaupinimo lazeris

sužadina aktyviosios medžiagos jonus ir perveda juos į metastabilią būseną. Reflektometro 1550 nm bangos ilgio lazerio impulso fotonai stimuliuoja sužadintus jonus išspinduliuoti papildomus to paties bangos ilgio ir tos pačios fazės fotonus (Karasek,Valles 1998). Taip gaunamas optinis stiprinimas. Jeigu optinis stiprintuvas (EDFA) būtų įterptas prieš reflektometro išėjimo jungtį (1.2 pav.), jis stiprintų tiek išeinantį iš reflektometro optinį impulsą, tiek ateinantį atgalinės sklaidos sukeltą optinį signalą. Tačiau šis būdas turi nemažai trūkumų. Pirmas – sudėtinga ir brangi optinė dalis. Kaupinimo lazerio šviesai atskirti nuo naudingo signalo naudojamas optinis filtras su dideliu, virš 60 dB, slopinimo koeficientu, tačiau net labai maža galios dalis patekusi į fotoimtuvą iškraipo matuojamą signalą. Antras – dėl spontaninės emisijos padidėja sistemos triukšmas, kuris priklauso nuo optinio stiprintuvo stiprinimo koeficiento (Willems *et al* 1994). Šiuolaikinių puslaidininkinių lazerių naudingumo koeficientas neviršija 25–30 % (Kubis *et al* 2010), todėl norint gauti 1 W kaupinimo lazerio galią reikia išeikvoti 3–4 kartus daugiau galios. Kadangi optiniai reflektometrai dažniausiai yra nešiojami prietaisai maitinami akumuliatoriais, todėl sumažėtu prietaiso veikimo laikas.



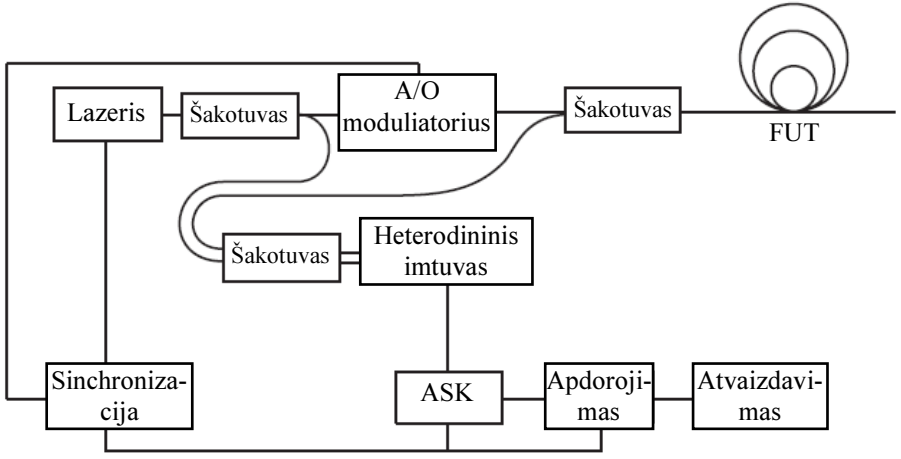
1.2 pav. Laiko srities optinio reflektometro su skaiduliniu stiprintuvu struktūra
Fig. 1.2. The structure of optical time domain reflectometer with Erbium doped fiber amplifier

Trečias optinių skaidulinių stiprintuvų su lantanoidais – retaisiais žemes elementais, trūkumas yra siauras bangų ilgių ruožas. Minėtas stiprintuvas su Erbio priemaišomis veikia tik 1540–1563 nm bangos ilgių ruože, todėl taikomas 1550 nm reflektometro bangos ilgiui (Choi *et al* 2000). Vietoje EDFA gali būti naudojamas ir puslaidininkinis optinis stiprintuvas (Lee *et al* 2005).

Kitas klasikinės struktūros optinio reflektometro patobulinimas – koreliacinis reflektometras (COTDR) (Nazarathy *et al* 1990), kuris kiekvieno matavimo metu vietoj pavienių impulsų į šviesolaidį siunčia impulsų seką – dvejetainės sistemos kodus, kurie yra komplementarūs vienas kito atžvilgiu (Healey 1989; Nazarathy *at al* 1989; Rad *et al* 2010). Taip yra didinama į švie-

solaidį siunčiama lazerio šviesos energija, pasiekiama didesnė atgalinės sklaidos galia ir didesnis dinaminis diapazonas. Taikant sudėtingus apdorojimo algoritmus (Sahu *et al* 2008) teoriškai neprarandama skiriamoji geba, tačiau realizuoti tokią sistemą praktikoje pakankamai sudėtinga. Keliami labai aukšti reikalavimai lazerio impulsų frontų statumams ir taktų signalui. Taip pat reikalingas aukštas skaičiavimo pajėgumas. Gaunami matavimo rezultatų netikslumai dažnai yra nepriimtini, o literatūroje pateikti rezultatai neapima visų galimų matavimų tipų ir yra sunkiai pritaikomi tiksliems matavimams. Todėl tokie reflektometrai yra mažai paplitę.

Sekantis žingsnis buvo koherentinio reflektometro (CO-OTDR) sukūrimas (Healey 1984). Jo veikimas ir struktūra skiriasi nuo klasikinės tuo, kad į šviesolaidį siunčiamas ne šviesos impulsas, bet nuolatinis moduliuotas signalas (King *et al* 1987; Feng *et al* 2009).



1.3 pav. Koherentinio laiko srities optinio reflektometro struktūra
Fig. 1.3. The structure of coherent optical time domain reflectometer

Šio tipo reflektometruose reikalingas šviesos šaltinis su siauru spektru ir keičiamu bangos ilgiu, todėl dažnai naudojamas lazeris su išorine Bragg gardele (Chiu-lin at al 2008). Tai leidžia keisti optinį dažnį keliais šimtais megahercų. 1.3 paveiksle pavaizduota koherentinio reflektometro struktūra. Lazerio sugeneruota šviesa skaidoma į dvi dalis, iš kurių viena (P_s) perduodama į imtuvą, o kita į akusto–optinį moduliatorių, kuris keičia šviesos dažnį. Toliau pastaroji šviesos dalis paduodama į testuojamą skaidulą, iš kurios grįžta išsklaidyta šviesa (P_{ats}). Taip kiekvienam testuojamos skaidulos taškui atitinka tam tikras dažnis. Dvi dedamosios, P_s ir P_{ats} patenka į heterodininį imtuvą ir yra sumaišomos. Kadangi šių dedamųjų šaltinis yra tas pats, jos yra kohorentiškos, ir rezultate gaunamas

signalas, kuris proporcingas abiejų dedamųjų elektrinio lauko kvadratui. Signalas susideda iš nuolatinės ir kintamos dedamųjų. Kadangi naudingos informacijos turi tik kintama dedamoji, todėl imtuvas turi siaurą dažnių juostą. Lyginant su klasikinės struktūros reflektometru, tai sąlygoja mažą triukšmą, lemiamą fotodiodo triukšmų. Praktikoje tokio tipo reflektometrija nėra paplitusi dėl kelių priežasčių. Viena iš jų – sudėtingumas ir kaina. Tiek kintamo bangos ilgio lazeris, tiek akusto–optinis moduliatorius kainuoja daugiau negu Fabri–Perot tipo lazeriai, naudojami klasikiniuose reflektometruose. Kita priežastis – poliarizacinis netolygumas. Šviesa, sklindanti skaidula, pakeičia savo poliarizaciją, todėl P_s ir P_{ats} dedamųjų poliarizacijos nėra identiškos. Tai sukelia papildomus triukšmus, iškraipančius matavimų rezultatą ir mažinančius dinaminį diapazoną.

Dar vėliau atsirado reflektometrai, kurių veikimas pagrįstas fotonų skaičiavimu (PC–OTDR) (Ripamonti, Cova 1986; Brendel 2008), o optinis imtuvas veikia „Geigerio“ rėžime. Jame naudojami specialūs griūtiniai fotodiodai, kurių stiprinimas yra toks didelis, kad vienas fotonas sukelia griūtį išlaisvindamas visą fotodiode sukauptą energiją. Srovė tekanti per fotodiodą neproporcinga fotonų srautui, o pats fotodiodas tampa loginiu įtaisu, generuojančiu srovės impulsą kiekvienam fotonui. Šiuose reflektometruose naudojami impulso ilgiai yra tokie trumpi, kad nuo bet kurio atspindinčio optinio komponento vidutiniškai grįžta mažiau nei 1 fotonas. Matavimo rezultatas – reflektograma, parodo histograma atspindėtų fotonų skaičių per laiko atkarpą. Labai greitos elektronikos ir subpikosekundinių lazerio impulsų naudojimas leidžia pasiekti aukštesnę nei 1 mm skiriamąją gebą. Tai labiausiai tinka optinių komponentų testavimui.

Šie reflektometrai yra pagrindiniai klasikinės struktūros reflektometrų konkurentai ir yra antri pagal populiarumą, turintys ir privalumų, ir trūkumų (Eraerds *et al* 2010).

Yra dar keli reflektometrų tipai. Poliarizacinis reflektometras (PO–OTDR) (Otker *et al* 1983, Yamashita, Ohashi 2009), skirtas poliarizacinei modų dispersijai (PMD) matuoti. Matavimo metu yra įvertinama poliarizacijos kryptis kaip dažnio (bangos ilgio) funkcija ir matuojamas grupinis vėlinimas tarp sričių su skirtingomis poliarizacijos būsenomis (Bergano *et al* 1987). BOTDA yra Brillouin optinis laiko srities analizatorius (Horiguchi, Tateda 1989). Jis skirtas šviesolaidžio įtempimams ir temperatūrai matuoti (Soto *et al* 2009), o veikimas pagrįstas sklindančios šviesos bangos ilgio poslinkiu, kuris priklauso nuo mechaninio poveikio šviesolaidžiui ir temperatūros (Xin-Hong *et al* 2010). Įtempimų matavimai naujai įdiegtose magistralėse jau tampa standartu, kadangi nuo to priklauso jų ilgaamžiškumas. Tokie prietaisai yra labai sudėtingi ir brangūs. Paskutinis reflektometrijos tipas yra dažninis (OFDR) (Glombitza, Brinkmeyer 1993). Jis leidžia pasiekti apie 100 dB dinaminį diapazoną, ~10 μm skiriamąją gebą ir dažniausiai naudojamas optiniams komponentams tirti.

Nemažiau svarbų vaidmenį reflektometrinėse sistemose turi informacijos apdorojimas ir pateikimas. Pavyzdžiui, kuo sudėtingesnis kodavimas gali būti pritaikytas COTDR, tuo geresnius reflektometro parametrus galima gauti (Lee *et al* 2005). Vis daugiau dėmesio skiriama rezultatų automatinei analizei – įvykių paieškai (Fenglei, Zarowski 2001, Fenglei, Zarowski 2004) ir duomenų pateikimui, kuris padeda apeiti pagrindinius OTDR apribojimus (Araid *et al* 2004). Stengiamasi reikalauti iš operatoriaus mažesnės kvalifikacijos ir išvengti žmogiškojo faktoriaus matavimuose.

Galimi įvairūs nestandartiniai reflektometrų pritaikymai, tokie kaip temperatūros matavimai (Soto *et al* 2009), korozijos atsiradimo nustatymas (Martins-Filho *et al* 2007) arba medžiagos tipo nustatymas pagal atspindžio indekso matavimą.

Egzistuoja paminėtų reflektometrų tipų hibridai, pasižymintys įvairiomis savybėmis (Koyamada, Nakamoto 1990; Cho *et al* 2004; Taeyeon *et al* 2000; Soto *et al* 2008).

1.4. Laiko srities optinio reflektometro parametrai ir jų sąryšiai

Dinaminis diapazonas, nejautrumo zonos ilgis ir matuojamų signalų diapazonas yra pagrindinės optinio imtuvo charakteristikos, kurios nusako reflektometrinės sistemos kokybę. Laiko srities optinio reflektometro detektavimo sistemos išėjimo signalą *S(t)* galima išreikšti kaip sąsūką tarp įėjimo signalo $P_{\text{in}}(t)$, šviesolaidžio perdavimo charakteristikos *H(t)* ir imtuvo perdavimo charakteristikos *R(t)*.

$$P_{\text{rbs}}(t) = P_{\text{in}}(t) \otimes h(t) \otimes R(t) . \tag{1.4}$$

Jeigu laikysime, kad šviesolaidis yra idealus, t.y. slopinimas jame yra pastovus (α = konst.), o impulsas yra stačiakampio formos, tada sąsūkos $P_{\text{in}}(t)$ ir *h(t)* rezultatas yra išreiškiamas santykiu:

$$P_{\text{rbs}}(t) = \frac{S\alpha_{\text{rs}} P_0 T_0 v_{\text{g}}}{2} e^{-\alpha v_{\text{g}} t} 1(t) . \tag{1.5}$$

Jei impulso trukmė yra T_0, tada trumpiausias galimas atsakas į atspindintį įvykį šviesolaidyje (laikant, kad imtuvas yra idealus) yra $\Delta x = 0{,}5 T_0 v_{\text{g}}$. Norint gauti geresnę skiriamąją gebą reikia mažinti impulso trukmę. Dėl to sumažės impulso energija ($E = P_0 T_0$) ir atitinkamai dinaminis diapazonas.

Padidinti impulso energiją galima tik dviem būdais, t. y. didinant arba galią P_0, arba impulso trukmę T_0. Galią didinti galima tik iki tam tikro lygio, kurį nu-

sako lazerio diodas arba šviesolaidyje atsirandantys netiesiniai efektai. Impulso trukmės didinimas didina reflektometro nejautrumo zoną. Tokios priklausomybės tarp impulso trukmės ir jo galios arba tarp dinaminio diapazono ir nejautrumo zonos yra įprastos OTDR struktūros esminis apribojimas.

OTDR dinaminis diapazonas nusakomas optinio imtuvo dinaminiu diapazonu. Jis charakterizuoja OTDR galimybę detektuoti mažiausius optinio signalo lygius. Triukšmo galia yra proporcinga dažnių juostai, kuri priklauso nuo lazerio impulso trukmės. Kuo mažesnė impulso trukmė, tuo platesnė dažnių juosta reikalinga norint gauti mažesnę nejautrumo zoną. Tuomet būtų didesnė triukšmų galia ir atitinkamai mažesnis dinaminis diapazonas.

Vienas iš pagrindinių būdų dinaminio diapazono didinimui reflektometrijoje yra signalo vidurkinimas. Kadangi triukšmas yra baltas, jo vidutinė reikšmė signale lygi nuliui. Todėl, pakartojus matavimą N kartų, signalo triukšmo santykis tampa $\sqrt{N}$ kartų didesnis nei vieno matavimo. Toks efektas atsiranda, nes signalas didėja proporcingai N skaičiui, o triukšmas proporcingai $\sqrt{N}$. Jeigu fotoimtuvo triukšmas išreikštas per triukšmo ekvivalentinę galią (P_{NEP}), po N vidurkinimų signalo triukšmo santykis išreikiamas tokia formule:

$$SNR = \frac{\frac{1}{2}\alpha v_{\mathrm{g}} S P_0 T_0 e^{-2\alpha x}}{P_{\mathrm{NEP}}} \frac{N}{\sqrt{N}}. \tag{1.6}$$

Atlikus vidurkinimo procedūrą, matavimo rezultatas išvedamas reflektogramos pavidalu. Kadangi šiuolaikinių reflektometrų signalo triukšmo santykis gali siekti 10^9 kartų (Zuyuan, Hotate 2010), signalo atvaizdavimui naudojamas logaritminis mastelis. Optinėje reflektometrijoje dinaminis diapazonas skaičiuojamas pagal formulę:

$$DR = 5 \cdot \log\left(\frac{St_{\max}}{P_{\mathrm{NEP}}} \cdot \sqrt{N}\right), \tag{1.7}$$

čia $St_{\max}$ yra maksimalus signalo lygis.

Naudojami 5 logaritmai vietoje įprastų 10, nes kol analizuojamas signalo atsakas patenka į optinį imtuvą sklinda dvigubą kelią. Iš pradžių lazerio impulsas slopdamas pasiekia sklaidos tašką. Dalis šviesos, grįždama į optinį imtuvą, nukeliauja tą patį kelią priešinga kryptimi. Jeigu, pavyzdžiui, matuojamos optinės linijos atkarpos slopinimas yra 3 dB, 10 logaritmų atveju reflektogramoje būtų parodytas 6 dB slopinimas. 5 logaritmų atveju reflektogramoje bus matomas 3 dB slopinimas, t. y. jis atitinka į vieną pusę sklindančio signalo slopinimą.

1.5. Laiko srities optinių reflektometrų parametrų skaičiavimas ir palyginimas

Skirtingų gamintojų reflektometruose naudojami skirtingi lazerių diodai ir taikomas skirtingas matavimų rezultatų apdorojimas bei pateikimas, todėl impulso trukmės, galios ir dažnių juostos nesutampa. Siekiant atlikti reflektometrų parametrų palyginimą būtina juos normuoti. Laiko srities optinio reflektometro dinaminis diapazonas skaičiuojamas pagal (1.7) formulę, kurioje $St_{\max}$ yra maksimalus signalo lygis, skaičiuojamas pagal (1.8) formulę.

$$St_{\max} = \frac{P_0}{4} \cdot T_0 \cdot Bs \cdot \eta \cdot M \cdot R_{\mathrm{f}}\,, \tag{1.8}$$

čia Bs – Rayleigh atgalinės sklaidos koeficientas, η – fotodiodo spektinis jautrumas, M – fotodiodo dauginimo faktorius, R_{f} – pereinamos varžos stiprintuvo grįžtamo ryšio varža.

Reflektometro signalo lygis be optinio imtuvo parametrų (R_{f}, M, η) dar priklauso nuo lazerio impulso galios P_0, trukmės T_0 ir optinės skaidulos atgalinės sklaidos koeficiento Bs duotajam šviesos bangos ilgiui. Reflektometro triukšmas priklauso nuo optinio imtuvo parametrų ir dažnių juostos. Dinaminis diapazonas lyginamas esant vienodai dažnių juostai, bangos ilgiui ir normuotam dinaminiam diapazonui. Normavimas atliekamas skaičiuojant koks būtų dinaminis diapazonas esant 1 ns trukmės, 1 mW galios lazerio impulsui, ir vienam matavimui, t. y. be vidurkinimo ($N = 1$). Tam lazerio impulso galią, trukmę ir šaknį iš vidurkinimo skaičiaus reikia perskaičiuoti decibelais pagal 5 logaritmų skalę ir atimti iš dinaminio diapazono vertės, nurodytos specifikacijoje. Pavyzdžiui 10 mW galios lazerio impulsas lygus 5 dB perskaičiuojant 1 mW. Taip normavus dinaminį diapazoną, galima lyginti optinių imtuvų triukšmines charakteristikas.

Būtina laiko srities optinių reflektometrų dinaminių diapazonų lyginimo sąlyga yra vienoda dažnių juosta. Ji nesunkiai suskaičiuojama iš reflektogramos. Joje reikia pamatuoti krintančio signalo pokytį, dažniausiai išreiškiamą dB/km. Priėmus, kad optinis imtuvas yra pirmosios eilės grandinė, signalo pokytis išėjime gali būti aprašytas kaip RC grandinės. Įvertinant logaritminę skalę skaičiuojama laiko pastovioji:

$$5 \cdot \log\left(\frac{V_0}{V}\right) = 5 \cdot 2{,}3 \cdot \ln\left(e^{-t/\tau}\right), \tag{1.9}$$

čia V_0 yra pradinis įtampos lygis, V – matuojamas įtampos lygis, t – laikas, per kurį šviesa nukeliauja tam tikrą atstumą išreikštas kilometrais (2.2 skyrius), τ – RC garandinės laiko pastovioji. Atlikus skaičiavimus gauname, kad skai-

čiuojant dažnį kilohercais reikia signalo kritimo spartą reflektogramoje padauginti iš 11,5.

Žinant lazerio impulso trukmę ir optinio imtuvo dažnių juostą galima suskaičiuoti nejautrumo zoną atspindinčiam įvykiui. Ji susideda iš dviejų dedamųjų. Pirma – impulso trukmė, ir antra – signalo nusistovėjimo laikas. Žinant impulso ilgį ir atgalinės sklaidos koeficientą suskaičiuojama atspindinčio įvykio amplitudė *r*, ir nusistovėjimo laikas. Iš 2.2 poskyryje parodytos dažnių juostos ir impulso trukmės sąryšio galima suskaičiuoti atspindinčio įvykio amplitudę *r*.

Talpos išsikrovimo laikas apskaičiuojamas pagal (1.11) formulę, kur *t* yra talpos išsikrovimo arba nusistovėjimo laikas:

$$V = V_0 \cdot e^{\frac{-t}{\tau}}. \tag{1.10}$$

Tada santykis tarp pradinės ir matuojamos įtampos bus lygus *r*:

$$r = V / V_0 = e^{\frac{-t}{\tau}}. \tag{1.11}$$

Nusistovėjimo laikas apskaičiuojamas pagal (1.12) formulę. Joje „-0,5“ atsirado dėl nejautrumo zonos matavimo metodikos, kur nurodoma matuoti ±0,5 dB lygį nuo atgalinės sklaidos vidutinio lygio.

$$t = \ln\left(10^{\frac{r-0,5}{5}}\right)\tau = 0,46\tau\left(r-0,5\right). \tag{1.12}$$

Žinant dažnių juostą nesunkiai apskaičiuojama optinio imtuvo laiko pastovioji (1.13).

$$\tau = \frac{0,25}{B}. \tag{1.13}$$

Matuojant -45 dB atspindžio koeficientą turintį įvykį su 5 ns trukmės lazerio impulsu, kai optinio imtuvo dažnių juosta lygi 100 MHz, gautume, kad *r* lygus 14,5 dB, τ lygus 2,5 ns, o nusistovėjimo laikas *t* lygus apie 16,1 ns. Nejautrumo zonos trukmė lygi 21,1 ns arba ilgis apie 2,1 metro. Matuojant -50 dB atspindžio koeficientą turintį įvykį su 3 ns trukmės lazerio impulsu, kai optinio imtuvo dažnių juosta lygi 100 MHz, gautume apie 2 metrų ilgio nejautrumo zoną.

Lentelėje 1.1 pateiktas populiariausių reflektometrų modelių ribinių parametrų palyginimas. Skaičiuojant normuotą dinaminį diapazoną su 1310 nm bangos ilgiu iš matavimų reflektogramos nustatytas optinio imtuvo dažnis ir dinaminis diapazonas. Pamatavus lazerio impulso galią ir paskaičiavus jos dalį, patenkančią į fotodiodą, bei įvertinus impulso trukmę buvo atliktas dinaminių diapazonų normavimas.

Iš specifikacijos gauto nejautrumo zonos ilgio paskaičiuota maksimali optinio imtuvo dažnių juosta. Skaičiuojant buvo įvertinta impulso trukmė ir atspindžio koeficientas. Šie duomenys nurodomi reflektometrų specifikacijose. Pavyzdžiui, EXFO (EXFO 2011) ir JDSU (JDSU 2012) reflektometrų nejautrumo zona nurodoma esant -50 dB atspindžiui ir 3 ns impulso trukmei. FLX380 (LIFODAS 2012) reflektometro nejautrumo zoną nurodyta esant -45 dB atspindžiui ir 5 ns lazerio impulso trukmei.

1.1 lentelė. Laiko srities optinių reflektometrų parametrų palyginimas
Table 1.1. The comparrison of optical time domain reflectometers specifications

Reflektometro modelis / Parametras	LIFODAS FLX380	EXFO FTB7300e	JDSU 4146
Pamatuotas maksimalus dinaminis diapazonas, dB	38	39,4	38,2
Dažnių juosta esant maksimaliam dinaminiam diapazonui, MHz	0,1	0,5	0,15
Normuotas dinaminis diapazonas, dB	-0,27	-0,1	-1,03
Minimali nejautrumo zona duotajam atspindžiui, m	3,5	4	4
Maksimali dažnių juosta, MHz	50	36	36

1.6. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

1. Prasidėjus informacijos perdavimo per optinę skaidulą erai, poreikis tiksliai matuoti optinio kanalo kokybę tik didėja. Tam tikslinga naudoti optinius reflektometrus, kurių veikimo principas paremtas šviesos atgalinės sklaidos registravimu. Laiko srities optinis reflektometras yra dažniausiai naudojamas prietaisas optinei linijai testuoti ir sertifikuoti.
2. Optinio laiko srities optinio reflektometro pagrindiniai parametrai – dinaminis diapazonas ir nejautrumo zonos ilgis yra susiję ir gali būti gerinami vienas kito sąskaita. Didesnė lazerio galia lemia aukštesnį

signalo lygį ir atitinkamai didesnį dinaminį diapazoną, tačiau egzistuoja 1 W riba, sąlygota Kerr efektu.

3. Efektyvus būdas patobulinti reflektometro dinaminį diapazoną yra jo pagrindinio komponento – optinio imtuvo dinaminio diapazono optimizavimas. Šio uždavinio sprendimas pagerintų ne tik įprastinės struktūros optinius reflektometrus, bet ir jo pagrindu sukurtas modifikacijas, pavyzdžiui, koreliacinį reflektometrą.
4. Atlikus geriausių komercinių reflektometrinių sistemų ir jų optinių imtuvų analizę nustatyta, kad pastarieji suprojektuoti iš diskrečiųjų elementų. Jų trumpiausias nejautrumo zonos ilgis yra 3,5 metro, kuris gaunamas su plačiausia 50 MHz dažnių juosta. Pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno projektavimas leistų praplėsti dažnių juostą ir išvengti optinių imtuvų iš diskrečiųjų elementų dažnių juostos apribojimų.

Išsprendus 1-ą uždavinį, t. y. atlikus optinių reflektometrų struktūrų, jų pagrindinių charakteristikų analizę ir suformulavus optinių laiko srities reflektometrų tobulinimo kryptis suformuluoti šie uždaviniai:

2. Išanalizuoti pagrindinius optinio imtuvo (OI) triukšmų šaltinius ir jų mažinimo galimybes, sudaryti apibendrintą OI triukšmų modelį.
3. Sukurti optinio imtuvo projektavimo metodiką, leidžiančią apskaičiuoti griūtinio fotodiodo dauginimo faktorių, pereinamosios varžos stiprintuvo grįžtamojo ryšio varžą ir įėjimo tranzistoriaus fizinius matmenis, kuriems esant gaunamas optimalus dinaminis diapazonas.
4. Suprojektuoti optinio imtuvo maketą ir ištirti jo parametrus, siekiant patikrinti sukurtą triukšmų modelį ir optimalumo kriterijus.
5. Atlikti integrinio pereinamos varžos stiprintuvo projektavimą ir modeliavimą, taikant 0,35 μm KMOP technologiją, bei optinio imtuvo parametrų skaičiavimą 100 kHz − 100 MHz dažnių juostų diapazone.

2

Laiko srities optinio reflektometro imtuvo projektavimo metodika

Šis skyrius skirtas optinių imtuvų analizei ir projektavimo metodikos kūrimui, leidžiančiai pasiekti optimalų dinaminį diapazoną apskaičiuojant fotodiodo dauginimo faktorių, grįžtamojo ryšio varžą ir stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus fizinius matmenis. Tam išanalizuoti pagrindiniai optinio imtuvo triukšmų šaltiniai ir jų mažinimo galimybes, sudarytas apibendrintas optinio imtuvo triukšmų modelis.

Skyriaus tematika paskelbti du autoriaus straipsniai (Charlamov, Navickas *et al* 2011; Charlamov, Navickas *et al* 2012).

OTDR optinio imtuvo su optimaliais parametrais projektavimo metodika susideda iš žemiau aprašytų etapų. Kiekvienas metodikos etapas atliekamas kiekvienai dominančiai optinio imtuvo dažnių juostai.

1. Analizuojama ir parenkama optinio imtuvo struktūra (2.1 poskyris) bei parenkami arba projektuojami jo komponentai atsižvelgiant į nustatytas reikalaujamas dažnių juostas (2.2 poskyris) ir gamybos būdą.
2. Modeliuojama arba skaičiuojama PVS triukšmo priklausomybė nuo grįžtamojo ryšio varžos pagal 2.3.5 arba 2.3.6 poskyriuose pateiktas formules.

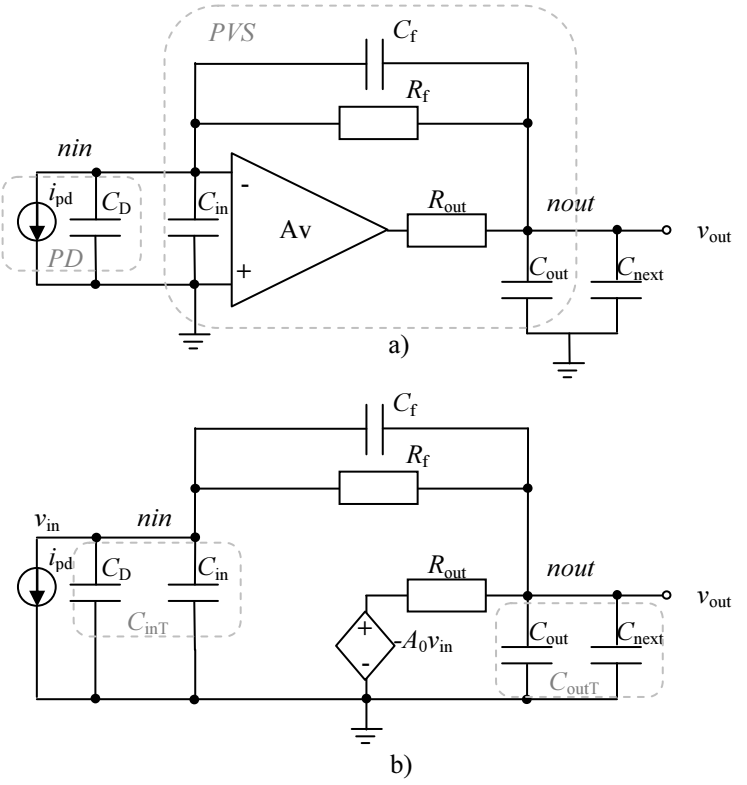
3. Skaičiuojama griūtinio fotodiodo optimalaus dauginimo faktoriaus priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos, naudojant 2.5 poskyryje pasiūlytą optimalumo kriterijų ir išraišką (2.55).
4. Skaičiuojama optinio imtuvo išėjimo įtampos triukšmo priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos, naudojant 2.3.7 poskyrio priklausomybes.
5. Skaičiuojama optinio imtuvo normuoto dinaminio diapazono (1.7) priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos esant optimaliam fotodiodo dauginimo faktoriui.
6. Nustatomas optimalus dinaminis diapazonas parinktai dažnių juostai, naudojant 2.5 poskyryje pasiūlytą optimalumo kriterijų.
7. Žinant optimalų dinaminį diapazoną nustatoma optimali grįžtamo ryšio varža ir fotodiodo dauginimo faktorius.
8. Atliekama optinio imtuvo gautų parametrų analizė.

2.1. Optinio imtuvo struktūros analizė

Dvi pagrindinės optinio imtuvo dalys – fotodetektorius ir stiprintuvas. Kaip fotodetektorius naudojamas *pin* arba griūtinis fotodiodas, kurio išėjimo signalas yra srovė, proporcinga įėjimo šviesos galiai. Sekanti pakopa verčia srovę į įtampą ir stiprina signalą. Tam tikslui šiame darbe naudojamas pereinamos varžos stiprintuvas su lygiagrečiąja grįžtamojo ryšio varža (2.1 pav.). Toks stiprintuvas naudoja neigiamą grįžtamąjį ryšį, kuris išėjime generuoja įtampą proporcingą įėjimo srovei. Grįžtamojo ryšio privalumas yra mažos įėjimo ir išėjimo varžos, priklausiančios nuo įtampos stiprintuvo stiprinimo koeficiento A_0. Uždarojo kontūro dažnių juosta praplečiama tiek kartų, kiek yra atvirojo kontūro stiprinimas.

Apibendrintoje optinio imtuvo schemoje (2.1 pav., a) fotodiodą atstovauja srovės šaltinis i_{pd} ir parazitinė talpa C_D. Pereinamos varžos stiprintuvas susideda iš įtampos stiprintuvo su žemų dažnių stiprinimo koeficientų A_0 ir grįžtamojo ryšio varžos R_f. Įėjimo talpa C_{in} yra įtampos stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus talpa. Atitinkamai išėjimo talpa C_{out} priklauso nuo išėjimo pakopos parazitinių talpų. Talpa C_{next} yra sekančios pakopos įėjimo talpa. Pereinamos varžos stiprintuvo išėjimo varža R_{out} yra daug mažesnė už R_f.

Analizuojant silpnojo signalo ekvivalentinę grandinę (2.1 pav., b) išvedama perdavimo funkcija (Sackinger 2010; Hermans, Seyaert 2007):



2.1 pav. Pereinamos varžos stiprintuvas su lygiagrečiąja grįžtamojo ryšio varža: a) apibendrinta schema, b) silpnojo signalo ekvivalentinė grandinė
Fig. 2.1. Transimpedance amplifier: a) schematics, b) small signal equivalent circuit

$$Z_{\mathrm{PVS}} = \frac{v_{\mathrm{out}}}{i_{\mathrm{pd}}} = \frac{Z_{\mathrm{PVS0}}}{s^2 \dfrac{R_{\mathrm{f}} R_{\mathrm{out}} C_{\mathrm{inT}} C_{\mathrm{outT}}}{A_0 + 1} + s\left(\dfrac{(R_{\mathrm{f}} + R_{\mathrm{out}}) C_{\mathrm{inT}}}{A_0 + 1} + \dfrac{R_{\mathrm{out}} C_{\mathrm{outT}}}{A_0 + 1} \right) + 1}. \tag{2.1}$$

Šioje formulėje Z_{PVS0} yra pereinamos varžos stiprintuvo perdavimo koeficientas, kuris paskaičiuojamas pagal formulę:

$$Z_{\mathrm{PVS0}} = \frac{R_{\mathrm{f}} A_0}{A_0 + 1} - \frac{R_{\mathrm{out}}}{A_0 + 1} \approx R_{\mathrm{f}}, \tag{2.2}$$

čia $C_{\mathrm{inT}} = C_{\mathrm{D}} + C_{\mathrm{in}}$ yra suminė įėjimo talpa, $C_{\mathrm{outT}} = C_{\mathrm{out}} + C_{\mathrm{next}}$ – suminė išėjimo talpa.

Jei įtampos stiprintuvo žemųjų dažnių stiprinimo koeficientas A_0 yra didelis, o išėjimo varža R_{out} yra maža, tuomet pereinamos varžos stiprintuvo žemųjų dažnių perdavimo funkcija yra apytiksliai lygi R_f.

Reflektometrijoje naudojamų fotodiodų talpos nebūna daug didesnės už grįžtamo ryšio talpas, todėl didžiausią įtaką turi grįžtamo ryšio polius. Jei pereinamos varžos stiprintuvas tenkina sąlygas: $A_0 + 1 \approx A_0$; $R_{out} << R_f$; $R_{out}C_{outT} << R_fC_f$.

Tuomet pereinamos varžos stiprintuvo pralaidos juosta gali būti apskaičiuota pagal formulę:

$$B_{PVS} = \frac{1}{2\pi R_f C_f}. \tag{2.3}$$

Antrasis, nedominuojantis yra išėjimo polius. Jį nusako įtampos stiprintuvo dažnis B_{VA}, kuris supaprastintame modelyje turi tik vieną polių:

$$f_{nd} = B_{VA} = \frac{1}{2\pi R_{out} C_{out}}. \tag{2.4}$$

2.2. Optinio imtuvo dažnių juostos ir impulso trukmės sąryšis

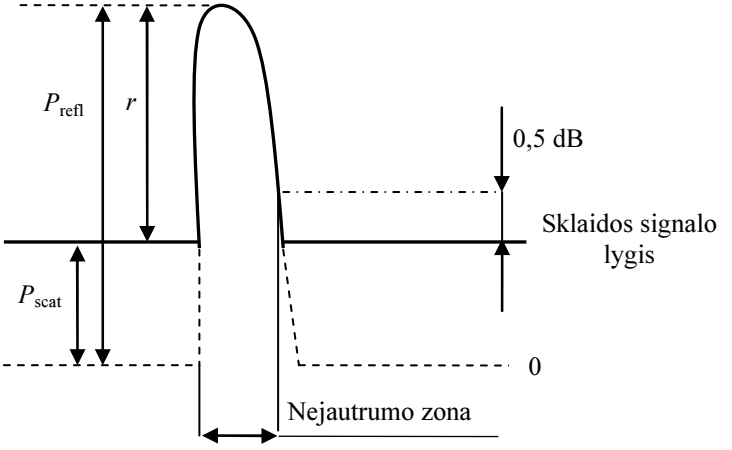
Prieš pradedant skaitinę analizę apibrėžiamos optinio imtuvo reikiamos dažnių juostos ir jų ribinės vertės. Dažnių juosta kartu su lazerio impulso trukme, laiko srities optiniuose reflektometruose, nusako gaunamą nejautrumo zoną. Vienas iš naudojamų nejautrumo zonos kriterijų yra, neviršyti dvigubos lazerio impulso trukmės, kai Fresnelio atspindžio koeficientas yra -45 dB. Pagal Telcordia standartą (GR-196 2010), matuojant nejautrumo zoną, kaip įvykio pradžia laikomas fronto kilimo pradžios taškas, o pabaiga, traktuojamas taškas, kuris yra ±0,5 dB nuo atgalinės sklaidos lygio (2.2 pav.) Norint apskaičiuoti lazerio impulso plotį skaiduloje metrais, pirmiausia apskaičiuojamas šviesos, sklindančios joje greitis. Vienmodės optinės skaidulos šerdis gaminama iš silicio, kurio lūžio rodiklis $NA = 1{,}486$. Šviesos greitis medžiagoje v yra lėtesnis nei vakuume NA kartų:

$$v = \frac{c}{NA} = \frac{299792458 \text{ m/s}}{1{,}486} = 201744588 \text{ m/s}. \tag{2.5}$$

Tuomet per 1 nanosekundę šviesa skaiduloje nukeliauja apie 0,2 metro. Kadangi reflektometras parodo išsklaidytą arba atspindėtą šviesą, todėl šviesos im-

pulsas nukeliauja dvigubą atstumą, nuo reflektometro iki sklaidos taško, ir atgal. Reflektogramoje 10 ns trukmės impulsas atitinka vienam metrui. Tuomet galima apskaičiuoti, impulso galinio fronto trukmę ir atitinkamai optinio imtuvo dažnių juostą. Skaičiavimai atliekami laikant, kad nagrinėjama grandinė yra pirmos eilės, todėl laiko pastoviąją τ galima apskaičiuoti kaip paprastos RC grandinės.

Skaičiuojant laiko pastoviąją τ reikia surasti impulso atspindžio amplitudę r. Ji apskaičiuojama iš visos atspindėtos galios P_{refl} atėmus sklaidos galią P_{scat}.



2.2 pav. Impulso atspindžio amplitudės skaičiavimas
Fig. 2.2. Calculation of laser pulse reflection

Atspindėta galia randama sudauginus impulso galią ir atspindžio koeficientą R_{L}:

$$P_{\text{refl}} = P_0 \cdot R_{\text{L}} . \tag{2.6}$$

Skaiduloje atgal išsklaidytos šviesos dalis priklauso nuo atgalinės sklaidos koeficiento, lazerio impulso trukmės ir galios:

$$P_{\text{bsc}} = Bs \cdot P_0 \cdot T_0 . \tag{2.7}$$

Jeigu impulso galią ir ilgį išreiškiame decibelais 1 mW ir atitinkamai 1 ns, tada impulso atspindžio amplitudė r yra lygi:

$$r = \frac{P_{\text{refl}} - P_{\text{bsc}}}{2} = \frac{R_{\text{L}} - Bs - T_0}{2} . \tag{2.8}$$

Šie skaičiavimai atlikti 10 logaritmų skalėje, todėl norint pereiti į reflektometruose naudojamą 5 logaritmų skalę, skaičiuojant *r* rezultatą reikia padalinti iš 2.

Pavyzdžiui, 1310 nm bangos ilgio 100 ns trukmės impulso atspindžio amplitudė *r* bus lygi 7 dB. Kadangi atgalinės sklaidos koeficientas 1310 nm bangos ilgiui yra -79 dB, todėl 100 ns impulsas perskaičiuotas prie 1 ns lygus 20 dB, o R_L turi būti lygus -45 dB pagal standartą.

Talpos išsikrovimo laikas apskaičiuojamas pagal žinomą formulę:

$$V = V_0 \cdot e^{\frac{-t}{\tau}}, \tag{2.9}$$

čia *t* yra išsikrovimo laikas.

Tada santykis tarp pradinės ir matuojamos įtampos bus lygus *r*:

$$r = V / V_0 = e^{\frac{-t}{\tau}}. \tag{2.10}$$

Laiko pastovioji apskaičiuojama pagal (2.11) formulę. Joje iš atspindžio amplitudės *r* reikia atimti 0,5 dB dėl nejautrumo zonos matavimo metodikos, kurioje nurodoma matuoti ±0,5 dB lygį nuo atgalinės sklaidos lygio.

$$\tau = \frac{-t}{\ln\left(10^{\frac{r-0,5}{5}}\right)}. \tag{2.11}$$

Žinant laiko pastoviąją galima apskaičiuoti ir reikiamą optinio imtuvo dažnių juostos plotį:

$$B = \frac{1}{2\pi \cdot \tau} \cdot K_{n1} = \frac{0,25}{\tau}, \tag{2.12}$$

čia K_{n1} yra pirmos eilės grandinės dažnio barjero koeficientas, lygus 1,57.

Vienas iš galimų dažnių juostos pločio skaičiavimo rezultatų pagal pasirinktą dvigubos impulso trukmės kriterijų pateiktas 2.1 lentelėje.

Lentelėje pateiktas dažniausiai reflektometruose naudojamas impulsų rinkinys, kur ilgiausio ir trumpiausio impulsų trukmės yra atitinkamai lygūs 20 µs ir 3 ns. Didžiausios trukmės impulsų atgalinės sklaidos lygis viršija -45 dB atspindžio lygį, todėl skaičiavimo rezultatai nėra pateikti.

Dar vienas dažnių juostos plotį ribojantis faktorius yra dinaminis diapazonas. Pernelyg plati dažnių juosta su trumpais impulsais gali lemti reflektometro neigiamą dinaminį diapazoną. Todėl analizuojama maksimali dažnių juosta yra 100 MHz. Žemiausias nagrinėjamas dažnis yra 100 kHz.

2.1 lentelė. Dažnių juostos iš lazerio impulso trukmės skaičiavimo rezultatai
Table 2.1. Bandwidth form laser pulse width calculation results

T_0, ns	B, MHz
3	700
5	370
10	158
30	41
100	9
300	2,5
1 μs	0,5
3 μs	0,1
10 μs	-
20 μs	-

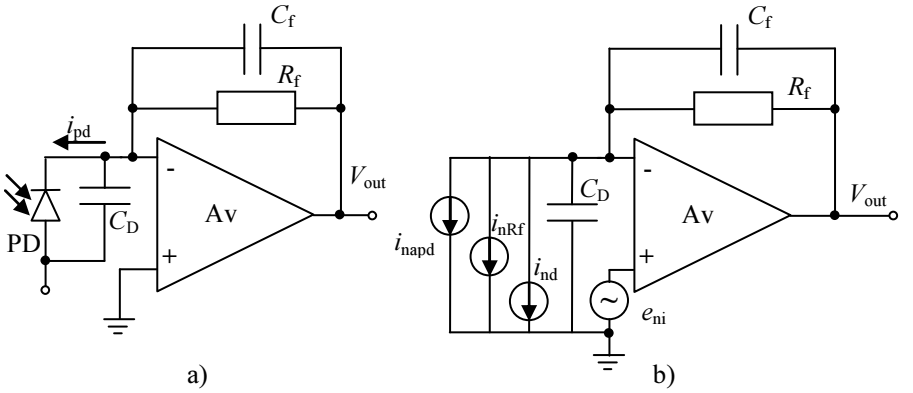
Pagrindinė šio poskyrio išvada – kiekvienai lazerio impulso trukmei atitinka tam tikra optinio imtuvo optimali dažnių juosta, kuriai esant gaunama norima nejautrumo zona.

2.3. Optinio imtuvo triukšmų modelis

Nepriklausomai nuo optinio imtuvo pritaikymo – ar tai duomenų perdavimo kanalas, ar tai reflektometrinė matavimo sistema, triukšmai lemia optinio imtuvo kokybę. Duomenų perdavimo kanalo atveju triukšmų lygis sąlygoja optinės magistralės ilgį ir klaidingų bitų dažnį. Reflektometrinėje matavimo sistemoje triukšmų lygis lemia signalo triukšmo santykį ir atitinkamai sistemos dinaminį diapazoną.

Supaprastinta optinio imtuvo schema parodyta (2.3 pav.,a). Ji susideda iš fotodiodo (PD), *pin* arba griūtinio (APD), ir pereinamos varžos stiprintuvo su grįžtamojo ryšio varža R_f ir talpa C_f.

Į fotodiodą patekusi šviesa paverčiama į srovę, o pereinamos varžos stiprintuvas srovę sustiprindamas paverčia į įtampą. Žemuosiuose dažniuose stiprinimo koeficientas yra lygus grįžtamojo ryšio varžai.



2.3 pav. Optinio imtuvo: a) supaprastinta schema ir b) triukšmų modelis
Fig. 2.3. Optical receiver: a) simplified schematics and b) noise mode

Kiekvienas šios schemos elementas analizuojamas kaip triukšmų šaltinis. Pagrindiniai šios schemos triukšmų šaltiniai yra fotodiodo triukšmas (i_{napd}), terminis varžos triukšmas (i_{nRf}), stiprintuvo ekvivalentinė triukšmo srovė (i_{nd}) ir ekvivalentinis įėjimo įtampos triukšmas (e_{ni}). Optinio imtuvo triukšmų modelis parodytas 2.3 paveiksle (b).

Apibendrintas optinio imtuvo triukšmų modelis (2.13) aprarašo išėjimo įtampos triukšmo $E_{no\text{-}tot}$ priklausomybę nuo pagrindinių elementų parametrų ir įvertina visus svarbiausius triukšmo šaltinius.

$$E_{no-tot} = \left\{ \sqrt{\begin{aligned} &E_{noR}\left(i_{nRf}, R_f, B\right)^2 + \\ &E_{npd}\left(i_{napd}, M, R_f, B\right)^2 + \\ &E_{noI}\left(i_{nd}, C_T, C_D, R_f, B\right)^2 + \\ &E_{noE}\left(e_{ni} R_f, C_f, A_n, B\right)^2 \end{aligned}} \right. , \tag{2.13}$$

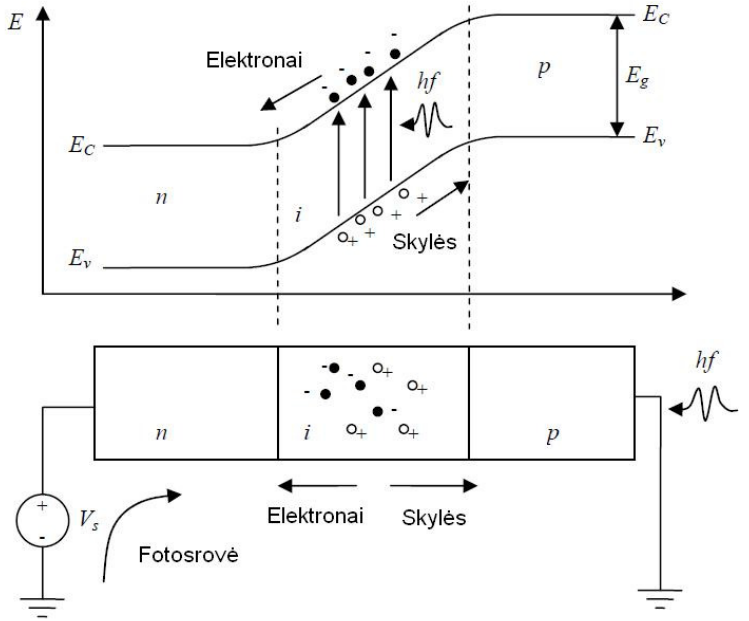
čia E_{noR} – rezistoriaus itampos triukšmas, E_{npd} – fotodiodo itampos triukšmas, E_{noI} – stiprintuvo ekvivalentinės įėjimo srovės triukšmo sukelta triukšmo įtampa, E_{noE} – stiprintuvo ekvivalentinės įėjimo itampos sukelta triukšmo įtampa, M – griūtinio fotodiodo dauginimo faktorius, C_T – įtampos stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus talpa, A_n – įtampos triukšmo perdavimo charakteristika.

Toliau skyriuje kiekvienas apibendrinto modelio triukšmų šaltinis nagrinėjamas atskirai. Trumpai aptariama kiekvieno optinio imtuvo elemento triukšmų kilmė, pateikiamos analitinės triukšmo skaičiavimo išraiškos ir aptariamos triukšmų mažinimo galimybės.

2.3.1. Fotodiodai ir jų triukšmai

Telekomunikacijose plačiausiai naudojamas fotoimtuvas yra *pin* fotodiodas. 2.4 paveiksle paaiškinas jo veikimas ir rodoma, kad *pin* diodas susideda iš *p*-legiruotos ir *n*-legiruotos sričių, atskirtų puslaidininkio sluoksniu be priemaišų (*i* sritis). Kadangi *i* sritis neturi laisvų krūvininkų, jos varža palyginus su *n* ir *p* sritimis yra didelė, todėl poslinkio įtampa V_s šioje srityje sukuria stiprų elektrinį lauką.

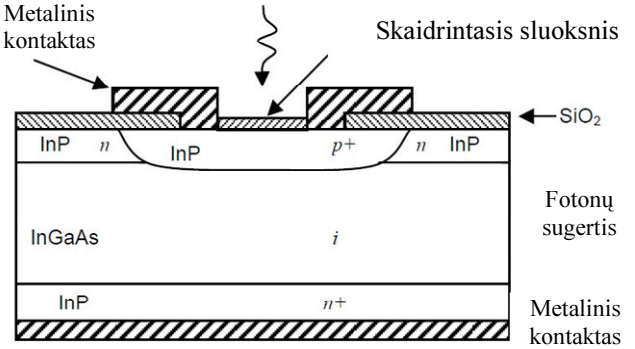
Kai fotonai pataiko į šią sritį, jie priverčia valentinės juostos elektronus peršokti į laidumo juostą paliekant skylę. Taip *i*-srityje sugeneruojami krūvininkai, kuriuos stiprus magnetinis laukas traukia prie išvadų. Vyksta fotosrovės generavimo procesas.



2.4 pav. *pin* fotodiodo veikimas
Fig. 2.4. The operation of *pin* photodiode

Pin fotodiodo struktūra parodyta 2.5 paveiksle. Šviesa patenka į įtaisą pro angą, kuri yra apsupta metaliniu kontaktu. Angos paviršius yra padengtas specialia medžiaga, sumažinančia krintančios šviesos atspindį. Be šio padengimo didelė krintančios šviesos dalis atsispindėtų dėl puslaidininkio medžiagos didelio lūžio rodiklio, o tai stipriai sumažintų naudingumo koeficientą.

Diodas susideda iš mažai legiruotos InGaAs medžiagos, apsuptos dvejomis InP *n* legiruotomis sritimis. Viršuje yra papildomas difuzinis *p*+ sluoksnis *pn* sandūros sričiai gauti. Viršutinis InP sluoksnis turi platesnę draudžiamąją juostą, todėl fotonai ją įveikia ir pasiekia vidinį InGaAs sluoksnį. Fotodiodo spektrinis jautrumas priklauso nuo *i* srities, nes šioje srityje sugeriama dauguma fotonų.



2.5 pav. *pin* fotodiodo struktūra
Fig. 2.5. The structure of *pin* photodiode

Pin fotodiodo srovės triukšmo spektrinis tankis i_{npd} yra išreiškiamas formule:

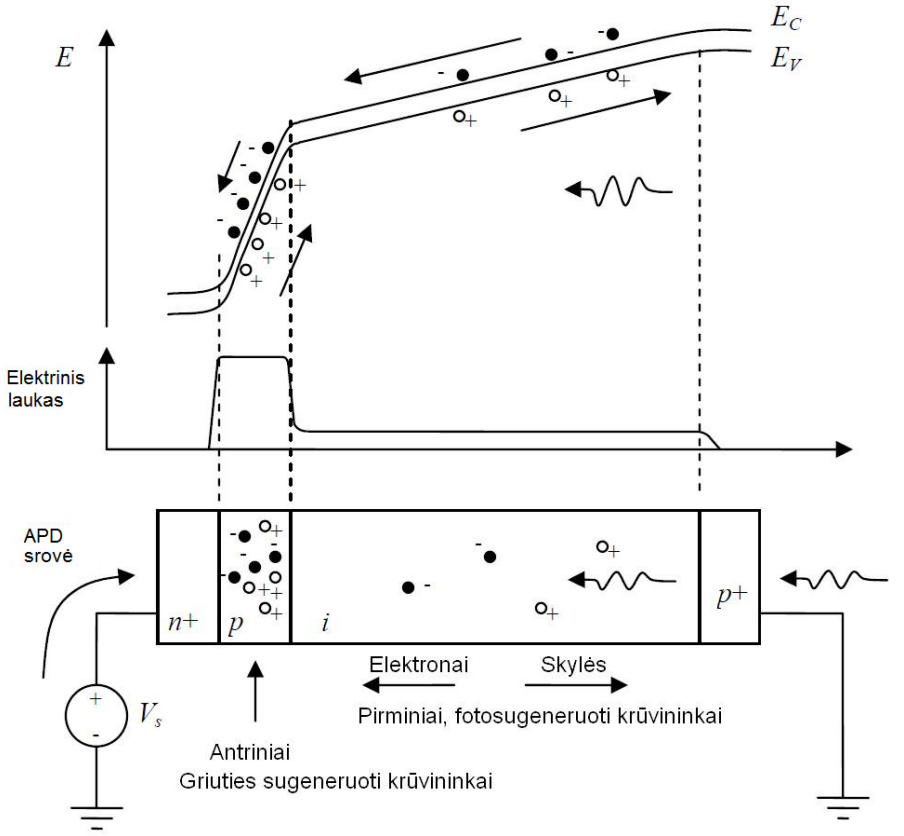
$$i_{\text{npd}} = 2 \cdot q \cdot \left(i_{\text{dn}} + i_{\text{pd}} \right), \tag{2.14}$$

čia q – elektrono krūvis, i_{dn} – nedauginama fotodiodo tamsinė srovė, i_{pd} – signalo srovė.

Tokio fotodiodo struktūra įmanoma gauti standartiniame KMOP procese (Murari *et al* 2009; Woo-Young *et al* 2010), tačiau dėl silicio draudžiamosios juostos pločio jo spektrinis jautrumas nesutampa su telekomunikacijose naudojamais bangos ilgiais.

Jei *pin* fotodiodo jautrumas yra nepakankamas tuomet naudojami griūtinai fotodiodai (Laforce 2009). Dėl savo sudėtingos struktūros šie fotodiodai sunkiai suderinami su standartine KMOP technologija (Jin-Sung *et al* 2009). Pagrindinis *pin* ir APD fotodiodų skirtumas, yra pastarojo fotoelektrinis srovės stiprinimo efektas, kurio dėka gerinamas signalo triukšmo santykis. Griūtinio fotodiodo veikimo poslinkio įtampa yra daug didesnė už *pin* fotodiodo, ir būna nuo 20 V iki 80 V (InGaAs) - tai sukuria stipresnį elektrinį lauką nuskurdintoje zonoje (2.6 pav.). Kai fotonas išmuša krūvininkų porą nuskurdintoje zonoje (pirminiai fotosugeneruoti krūvininkai), stiprus elektrinis laukas tą porą pagreitina. Šie aukštos energijos krūvininkai susiduria su kitais atomais. Dėl susidūrimų

atomai jonizuojasi išlaisvindami papildomas elektronų-skylių poras (antriniai griūties sugeneruoti krūvininkai). Šis procesas vadinamas smūgine jonizacija arba griūtiniu dauginimusi. Gauname, kad viena fotono išmušta krūvininkų pora generuoja papildomus krūvininkus ir taip sustiprinama srovė.



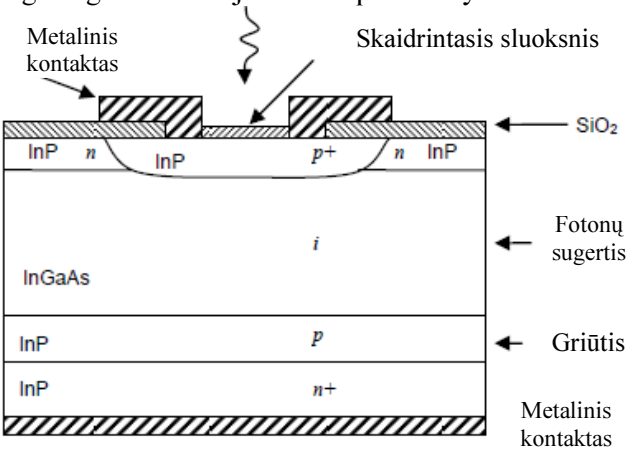
2.6 pav. Griūtinio fotodiodo veikimas
Fig. 2.6. The operation of avalanche photodiode

Griūtiniuose fotodioduose dažniausiai naudojami *n*+*pip*+ dariniai (čia *i* žymi mažai legiruotą *p* laidumo puslaidininkio sluoksnį). Tokiuose fotodioduose šviesa sukelia krūvininkų generaciją *n*+*p* sandūroje. Veikiant elektriniam laukui, patekę į šį sluoksnį elektronai yra greitinami. Įgijęs kinetinę energiją, kuri didesnė už puslaidininkio draudžiamosios juostos plotį, elektronas gali jonizuoti puslaidininkio atomą. Atsiradus daugiau krūvininkų, sustiprėja per fotodiodą tekanti srovė.

Griūtinio fotodiodo srovės stiprinimas žymimas M ir yra atvirkštinės poslinkio įtampos funkcija. Artėjant poslinkio įtampai prie pramušimo įtampos, stiprinimo koeficientas didėja. Empirinė formulė nusako griūtinio fotodiodo stiprinimą:

$$M = \frac{1}{1-\left(V / V_{\mathrm{BR}}\right)^{n}} , \tag{2.15}$$

čia V – atvirkštinė poslinkio įtampa, n – parametras priklausantis nuo fotodiodo modelio (būna nuo 2 iki 7), V_{BR} – pramušimo įtampa. InGaAs APD atveju pramušimo įtampa būna 20–80 V, o didžiausias dauginimo faktorius M būna nuo 30 iki 100 kartų. Silicio griūtinio fotodiodo stiprinimo koeficientas būna didesnis už 100 esant kelių šimtų voltų poslinkio įtampai, tačiau jų bangų ilgių ruožas neatitinka bangos ilgiams naudojamiems optiniam ryšiui.



2.7 pav. Griūtinio fotodiodo struktūra
Fig. 2.7. The structure of avalanche photodiode

Griūtiniame fotodiode stiprinama ne tik fotosrovė, bet ir savieji triukšmai. Atsiranda papildomų triukšmų dėl krūvininkų dauginimosi proceso atsitiktinio pobūdžio. Griūtinio fotodiodo srovės triukšmo spektrinis tankis išreiškiamas formule:

$$i_{\mathrm{napd}} = 2 \cdot q \cdot \left(i_{\mathrm{dn}} + i_{\mathrm{nd}} + i_{\mathrm{dm}} \cdot M^{2+x} \right) , \tag{2.16}$$

čia i_{dm} – dauginama fotodiodo tamsinė srovė, M – dauginimo faktorius, x – perteklinio triukšmo faktorius (InGaAs APD x = 0,7).

Iš griūtinio fotodiodo triukšmų analizės daroma išvada, kad didinant dauginimo koeficientą signalas didės M kartų, o triukšmas M^{2+x} kartų, kas reiškia pastarasis didės sparčiau. Dėl krūvininkų dauginimosi proceso inertiškumo griūtinių fotodiodų veikimo sparta yra mažesnė nei *pin* fotodiodų, kuriuose smūginės jonizacijos nėra.

2.3.2. Terminis varžos triukšmas

Terminis triukšmas, dar vadinamas Johnson triukšmu, generuojamas dalelių chaotiškais judesiais, kuomet dėl temperatūros įgyja papildomos energijos (Nyquist 1928). Terminio triukšmo esmė susijusi su priklausomu nuo temperatūros atsitiktiniu laisvų dalelių judėjimu, pavyzdžiui, dujų molekulių rezervuare arba elektronų laidininke. Nors šių dalelių atsitiktinio judėjimo vidurkis lygus nuliui, fluktuacijos šalia vidutinės reikšmės sukuria terminį triukšmą.

Elektrinis laidininkas turi labai daug laisvų elektronų kartu su jonais, kurie vibruoja apie pusiausvyros būseną ir priešinasi elektronų judėjimui. Elektronų laisvi judesiai sukuria atsitiktines spontanines sroves arba terminį triukšmą, kurio vidurkis lygus nuliui. Kadangi laidininke nėra įtampos, t. y. potencialų skirtumo elektronai juda visomis kryptimis. Kai dėl aplinkos laidininko temperatūra kyla, elektronai peršoka į aukštesnių energijų būsenas, ir atsitiktinių srovių stipris didėja, t.y. didėja terminis triukšmas. Metaliniam rezistoriui triukšmo įtampos momentinės vertės efektinė reikšmė:

$$\overline{v^2} = 4kTBR, \tag{2.17}$$

čia $k = 1{,}38\times10^{-23}$ – Boltzmann konstanta, T – temperatūra Kelvinais, R – varža omais, B – dažnių juosta.

Pastaroji išraiška rodo, kad rezistorius gali būti nagrinėjamas kaip terminio triukšmo galios šaltinis su įtampos efektine reikšme v^2 ir vidine varža R. Iš grandinių teorijos žinome, kad maksimali terminio triukšmo generatoriaus galia išsklaidyta suderintoje varžoje R lygi:

$$P_{\mathrm{N}} = \overline{i^2}R = \left(\frac{v_{\mathrm{rms}}}{2R}\right)^2 R = \frac{\overline{v^2}}{4R} = kTB, \tag{2.18}$$

čia v_{rms} – šaknis iš efektinės vertės kvadrato. Terminio triukšmo spektrinis tankis:

$$P_{\mathrm{N}}(f) = \frac{\overline{kT}}{2}. \tag{2.19}$$

Pastaroji išraiška rodo, kad terminio triukšmo spektrinis tankis yra tolydus, todėl yra „baltas“. Ši išraiška galioja iki 1013 MHz dažnių.

Grįžtamojo ryšio varžos įėjimo ekvivalentinės srovės triukšmo spektrinis tankis išreiškiamas:

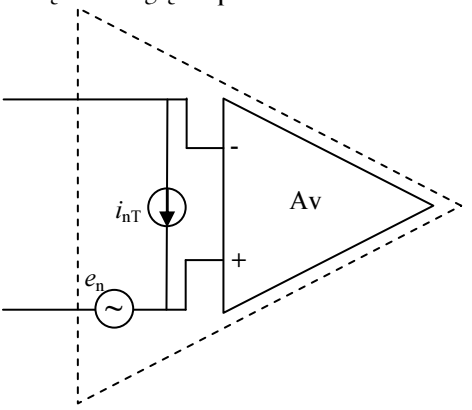
$$i_{\mathrm{n}R_{\mathrm{f}}} = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{\mathrm{f}}}. \tag{2.20}$$

Tada rezistoriaus išėjimo įtampos triukšmo efektinė vertė duotoje dažnių juostoje B apskaičiuojama pagal (2.21) formulę.

$$E_{\mathrm{noR}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_{\mathrm{f}} \cdot B}\ . \tag{2.21}$$

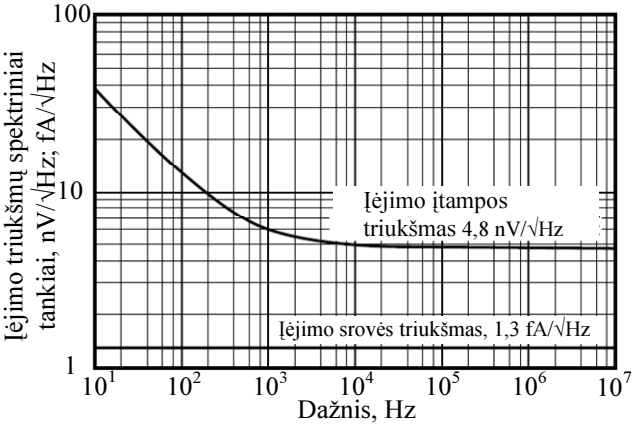
2.3.3. Operacinio stiprintuvo triukšmai

Supaprastintas operacinio stiprintuvo triukšmų modelis, naudojamas skaičiavimams, parodytas 2.8 paveiksle. Jis susideda iš dviejų nekoreliuotų ekvivalentinių išėjimo triukšmų šaltinių, įtampos ir srovės.



2.8 pav. Supaprastintas operacinio stiprintuvo triukšmų modelis
Fig. 2.8. Simplified operational amplifier noise model

Kiekvieno operacinio stiprintuvo specifikacijoje pateikiamos triukšmų charakteristikos, išreikštos kaip įtampos ir srovės triukšmo galios spektriniai tankiai (2.9 pav.). Triukšminės charakteristikos yra empirinės ir įvertina visus triukšmų tipus, tiek žemadažnį *1/f*, tiek plačiajuostį terminį. Norint apskaičiuoti triukšmą išėjime, reikia įėjimo ekvivalentinius triukšmų spektrinius tankius dauginti iš stiprintuvo triukšmo perdavimo charakteristikos, kuri priklauso nuo operacinio stiprintuvo pajungimo schemos.



2.9 pav. Operacinio stiprintuvo OPA657 ekvivalentinių įėjimo triukšmų spektriniai tankiai

Fig. 2.9. OPA657 operational amplifier equivalent input noise spectral densities

2.3.4. Tranzistoriaus triukšmai

Darbe nagrinėjami optiniai imtuvai sudaryti operacinio ir suprojektuoto diferencinio stiprintuvo pagrindu. Pastarojo stiprintuvo triukšmus lemia įėjimo tranzistoriaus triukšmai. Pagrindiniai MOP tranzistoriaus triukšmai yra kanalo terminis ir 1/*f* triukšmai (Sakalas *et al* 2002, Charlamov *et al* 2011).

Kai MOP tranzistorius yra soties būsenoje, jo kanalą galima traktuoti kaip varžą, susidariusią inversiniame sluoksnyje tarp ištakos ir santakos. Kai santakos ištakos poslinkio įtampa lygi nuliui $V_{DS} = 0$, kanalą galime laikyti kaip vienalytę varžą. Tada kanalo triukšmas išreiškiamas:

$$i_{nd}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot g_0 , \tag{2.22}$$

čia k – Boltzmann konstanta, T – temperatūra, g_0 – kanalo laidumas kai $V_{DS} = 0$.

Kadangi tranzistorius veikia soties režime, tai yra $V_{DS} \neq 0$, $V_{GS} > V_{GD}$, todėl prie ištakos kanalo laidumas yra didesnis nei prie santakos. Norint paskaičiuoti triukšmą, reikia išskaidyti kanalą į mažas Δx atkarpas, skaičiuoti triukšmo vertę kiekvienoje atkarpoje ir gautas vertes suintegruoti:

$$i_{nd}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{\mu^2 \cdot W^2}{L^2 \cdot I_{DS}} \cdot \int_0^{V_{DS}} Q_n^2(V)\, dV , \tag{2.23}$$

čia W – kanalo plotis, L – kanalo ilgis, μ - krūvininkų judrumas, I_{DS} – kanalo srovė.

$$Q_{\mathrm{n}}(x) = C_{\mathrm{ox}} \cdot \left(V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{T}}(x) - V(x)\right), \tag{2.24}$$

čia C_{ox} – Užtūros oksido talpa ploto vienetui, $V_{\mathrm{T}}(x)$ – slenkstinė įtampa x taške, $V(x)$ – kanalo potencialas.
Integralo sprendimas:

$$i_{\mathrm{nd}}^2 = 4kT\mu C_{\mathrm{ox}} \frac{W}{L} \frac{2}{3} \left[2 \frac{3\left(V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{T}}\right)V_{\mathrm{DS}} - 3\left(V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{T}}\right)^2 - {V_{\mathrm{DS}}}^2}{3\left(V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{T}}\right) - V_{\mathrm{DS}}} \right]. \tag{2.25}$$

Tranzistorius turi 3 veikas: tiesinę ($V_{\mathrm{DS}} < V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{T}}$), įsisotinimo tašką ($V_{\mathrm{DS}} = V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{T}}$), ir soties ($V_{\mathrm{DS}} > V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{T}}$). Tiesiniame režime integralo sprendinys prastinasi iki pradinės išraiškos. Įsisotinimo taške triukšmo išraiška supaprastinama iki:

$$i_{\mathrm{nd}}^2 = 4kT \frac{2}{3} \mu C_{\mathrm{ox}} \frac{W}{L} \left(V_{\mathrm{GS}} - V_{\mathrm{T}}\right) = 4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{2}{3} \cdot g_{\mathrm{m}}, \tag{2.26}$$

čia g_{m} – tranzistoriaus statumas.

Pastaroji išraiška yra gera triukšmo skaičiavimo aproksimacija, kai tranzistorius veikia soties režime. Šis rezultatas taikomas SPICE2 tranzistoriaus modelyje (Chenming, Xuemei 2005).

Žemadažnio *1/f* triukšmo kilmė iki šiol nėra aiški. Yra dvi pagrindinės teorijos, aprašančios ir pateikiančios šio triukšmo skaičiavimo metodikas. Tai yra krūvininkų judrumo fluktuacijų modelis ir krūvininkų skaičiaus fluktuacijos modelis (Hung *et al* 1990; Vandamme *et al* 1994). Pastarasis yra dažniau naudojamas tranzistorių modeliuose ir SPICE projektavimo programose.

Krūvininkų skaičiaus fluktuacijos modelis pagrįstas tuo, kad krūvininkai yra nuolat pagaunami ir išlaisvinami iš spąstų, kurie randasi prie tranzistoriaus užtūros oksido (SiO_2) ir kanalo medžiagos (Si). Pagal šį modelį *1/f* triukšmas yra proporcingas spąstų efektyviam tankiui prie inversinių krūvininkų kvazi-Fermi lygio. Tai patvirtinta eksperimentais. *1/f* triukšmas priklauso nuo tranzistoriaus tipo ir technologijos (Celik-Butler 2002).

Galutinė *1/f* triukšmo skaičiavimo išraiška:

$$i_{\mathrm{nd-1/f}}^2 = \frac{Kf \cdot {I_{\mathrm{DS}}}^{\alpha f}}{Cox \cdot L^2 \cdot B}. \tag{2.27}$$

Ši išraiška sutampa su naudojama *1/f* triukšmui skaičiuoti SPICE2 tranzistorių modelyje (Chenming *et al* 2005). Nors pateikta išraiška duoda ne tokius tikslius modeliavimo rezultatus, kaip BSIM3v3 modelis, tačiau dėl savo paprastumo geriau tinka triukšmų analizei ir prognozavimui.

Literatūros duomenimis (Säckinger, 2005) egzistuoja tam tikras parazitinės įėjimo talpos ir stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus talpų santykis, užtikrinantis

triukšmo minimumą. Tačiau koks santykis turi būti vieningos nuomonės nėra. Vienuose šaltiniuose skelbiama, kad siekiant gauti triukšmo minimumą tranzistoriaus talpa turi būti didesnė (Abidi 1987; Abidi 1988), kituose gaunami atvirkštiniai rezultatai (Minasian 1987), trečiuose teigiama, kad talpos turi būti apylygės (Smith, Personick 1980). Neseniai atlikti tyrimai (Sackinger 2012) rodo, kad santykis, kuriam esant pasiekiamas triukšmo minimumas priklauso nuo projektavimo užduočių. Pavyzdžiui, gali būti reikalaujama, kad nekistų apkrovos talpa arba vienetinio stiprinimo dažnis.

Šiame darbe yra fiksuota grįžtamojo ryšio varža ir dažnių juosta. Nustatant norimą įėjimo talpų santykį suminė talpa kinta. Kadangi dažnių juostą riboja grįžtamojo ryšio polius, įėjimo talpos kitimas optinio imtuvo dažnių juostos neįtakoja. Norint pakeisti tranzistoriaus talpą reikia keisti tranzistoriaus matmenis. Jei kanalo srovės tankis (I_D/W) keitimo metu palaikomas pastovus, tranzistoriaus statumas g_m bus proporcingas įėjimo talpai (Sackinger 2011). Tranzistoriaus statumą galima išreikšti per technologijos ribinį dažnį f_T (Gray,Meyer 1993):

$$g_m = 2 \cdot \pi \cdot f_{\mathrm{T}} \cdot C_T , \tag{2.28}$$

čia C_T yra tranzistoriaus įėjimo talpa.

Tranzistoriaus ekvivalentiniai įėjimo srovių triukšmų spektriniai tankiai išreiškiami (2.26) ir (2.27) formulėmis. Varžos triukšmo spektrinis tankis skaičiuojamas naudojant (2.20) formulę. Triukšmo srovės kvadratas gali būti apskaičiuotas pagal (2.29) išraišką:

$$i_{\mathrm{nd}}{}^2 = \left(\left(\left(2 \cdot \pi \cdot B\right)^2 \cdot C_{\mathrm{in}}{}^2 \cdot \left[4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{g_{\mathrm{m}}} + \frac{Kf \cdot I_{DS}{}^{\alpha f}}{C\mathrm{ox} \cdot L^2 \cdot B} \right] \right) + \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{\mathrm{f}}} \right) \cdot B_{\mathrm{n}} . \tag{2.29}$$

Jei kartu su anksčiau aptartais parametrais (R_f, B) konstantomis laikome ir temperatūrą bei *1/f* triukšmą, pritaikius (2.28) išraišką, triukšmo srovės kvadratą galima išreikšti taip:

$$i_{\mathrm{nd}}{}^2 = \frac{\left(C_{\mathrm{T}} + C_{\mathrm{D}}\right)^2}{C_{\mathrm{T}}} \cdot c_0 + C_{\mathrm{in}}{}^2 \cdot c_{1/\mathrm{f}} + c_{\mathrm{Rf}} , \tag{2.30}$$

čia c_x yra konstantos, kurios lygios:

$$c_0 = \frac{16}{3} \frac{\pi \cdot k \cdot T}{f_{\mathrm{T}}} \cdot B \cdot B_{\mathrm{n}} , \tag{2.31}$$

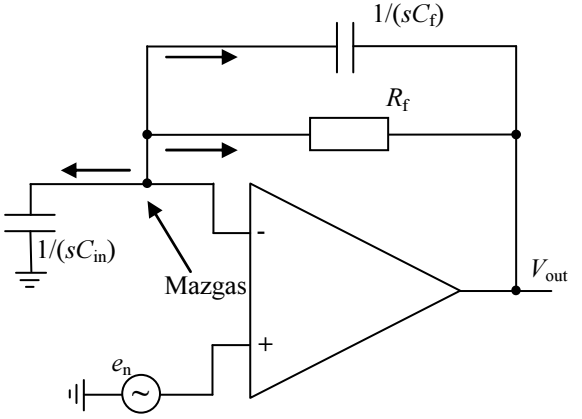
$$c_{1/\mathrm{f}} = \left(2 \cdot \pi \cdot B\right)^2 \cdot \left[\frac{Kf \cdot I_{DS}{}^{\alpha f}}{C\mathrm{ox} \cdot L^2 \cdot B} \right] B_{\mathrm{n}} , \tag{2.32}$$

$$c_{\mathrm{Rf}} = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{\mathrm{f}}} \cdot B_{\mathrm{n}} . \tag{2.33}$$

Kadangi pereinamosios varžos stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus *1/f* triukšmas yra daug mažesnis už terminį kanalo triukšmą (Charlamov *et al* 2012), tai (2.30) išraiškos antrojo sumos nario galime nevertinti. Tada (2.30) išraiškos minimumas pasiekiamas, kai detektoriaus C_{D} ir tranzistoriaus C_{T} talpos yra lygios.

2.3.5. Pereinamos varžos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu triukšmų skaičiavimas

Pereinamos varžos stiprintuvo, sudaryto operacinio stiprintuvo pagrindu, triukšmus lemia ekvivalentinis įėjimo įtampos triukšmo šaltinis e_{n} (Kay 2012). Skaičiuojant e_{n} įtaką išėjimo triukšmui, analizė sudėtingėja dėl stiprintuvo skirtingo triukšmo stiprinimo esant skirtingiems dažniams.



2.10 pav. Pereinamos varžos stiprintuvo schema mazgų potencialų metodų skaičiavimams
Fig. 2.10. Transimpedance amplifier circuit for node potential calculation

Pereinamos varžos stiprintuvo atveju (2.10 pav.) įėjimo ir grįžtamojo ryšio talpos sukelia piką triukšmo perdavimo charakteristikoje, kuris tam tikruose dažniuose gali lemti PVS suminio triukšmo padidėjimą.

Siekiant nustatyti stiprintuvo triukšmo perdavimo charakteristiką reikia atlikti grandinės analizę mazgų potencialų metodu. Į mazgą prie invertuojančio operacinio stiprintuvo įėjimo teka trys sroves. Talpą traktuojame kaip kompleksinę varžą, kurios vertė $1/j\omega C$.

Srovių suma mazge lygi nuliui, todėl schemai, pateiktai 2.10 paveiksle, galima užrašyti tokią išraišką:

$$\frac{e_{\mathrm{n}}}{\frac{1}{s\cdot C_{\mathrm{inT}}}}+\frac{\left(e_{\mathrm{n}}-V_{\mathrm{out}}\right)}{R_{\mathrm{f}}}+\frac{\left(e_{\mathrm{n}}-V_{\mathrm{out}}\right)}{\frac{1}{s\cdot C_{\mathrm{f}}}}=0\,. \tag{2.34}$$

Norint gauti triukšmo stiprinimo charakteristiką išreiškiame $V_{\mathrm{out}}/e_{\mathrm{n}}$:

$$\frac{V_{\mathrm{out}}}{e_{\mathrm{n}}}=\frac{R_f\cdot\left(C_{\mathrm{inT}}+C_{\mathrm{f}}\right)\cdot s+1}{R_{\mathrm{f}}\cdot C_{\mathrm{f}}\cdot s+1}\,. \tag{2.35}$$

Šios išraiškos skaitiklis turi nulį:

$$f_{\mathrm{z}}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot R_{\mathrm{f}}\cdot\left(C_{\mathrm{f}}+C_{\mathrm{inT}}\right)}\,. \tag{2.36}$$

Vardiklis atitinkamai turi polių:

$$f_{\mathrm{p}}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot R_{\mathrm{f}}\cdot C_{\mathrm{f}}}\,. \tag{2.37}$$

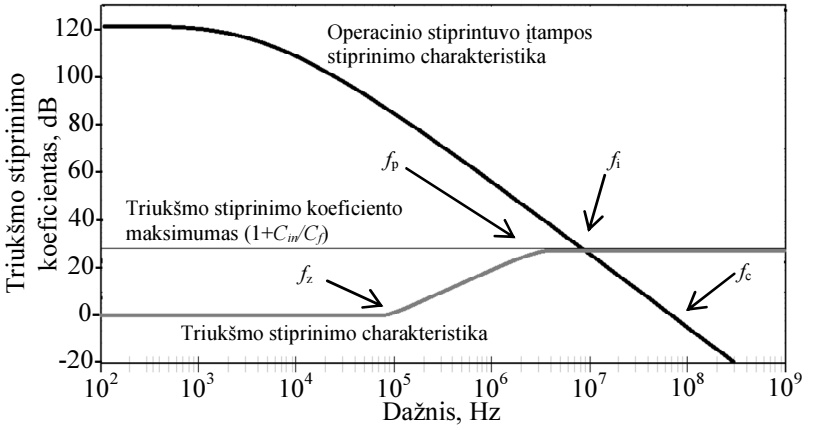
2.11 paveiksle parodyta tipinė triukšmo stiprinimo priklausomybė nuo dažnio. Stiprinimas yra vienetinis iki f_{z} reikšmės. Nuo f_{z} iki poliaus f_{p} stiprinimo koeficientas didėja 20 dB per dekadą greičiu. Toliau polius ir nulis kompensuoja vienas kitą ir triukšmo stiprinimo koeficiento vertė nusistovi ties maksimalia pikine verte ($1+C_{\mathrm{in}}/C_{\mathrm{f}}$). Tokia vertė išlieka iki taško f_{i}, kur yra susikirtimas su operacinio stiprintuvo įtampos stiprinimo charakteristika. Toliau triukšmo stiprinimo koeficientas mažėja kartu su stiprintuvo stiprinimo koeficientu, kol pasiekia vienetinį stiprinimo dažnį f_{c}.

Operacinio stiprintuvo ir triukšmo stiprinimo charakteristikų susikirtimo taškąs f_{i} apskaičiuojamas pagal (2.38) formulę.

$$f_{\mathrm{i}}=\frac{C_{\mathrm{f}}}{C_{\mathrm{inT}}+C_{\mathrm{f}}}\cdot f_{\mathrm{c}}\,. \tag{2.38}$$

Triukšmo stiprinimo pikinė vertė apskaičiuojama pagal (2.39) formulę:

$$GPM=1+\frac{C_{\mathrm{inT}}}{C_{\mathrm{f}}}\,. \tag{2.39}$$



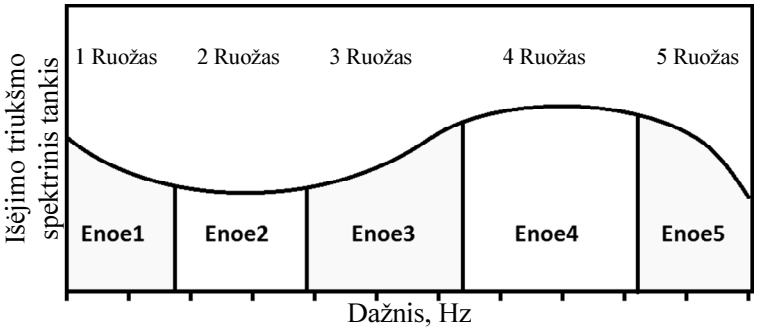
2.11 pav. Pereinamos varžos stiprintuvo triukšmo stiprinimo charakteristika
Fig. 2.11. The noise gain curve of a transimpedance amplifier

Norint gauti išėjimo įtampos triukšmo spektrinį tankį e_{no}, įėjimo ekvivalentinė triukšmo įtampa e_{ni}, duota operacinio stiprintuvo specifikacijoje, turi būti padauginta iš gautos triukšmo stiprinimo charakteristikos A_n.

$$e_{no} = A_n \cdot e_{ni} = \frac{\left(1+\frac{s}{\omega_z}\right)\cdot\sqrt{1+\frac{\omega_f}{s}}}{\left(1+\frac{s}{\omega_p}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{\omega_i}\right)}. \qquad (2.40)$$

Analitinė išraiška turi keturias dedamąsias, kurios dominuoja tam tikrose dažnio ašies atkarpose (2.12 pav.). Išraiškos skaitiklio kairė dalis nusakoma nuliu ir dominuoja 3 atkarpoje. Dešinė pusė nusako *1/f* triukšmą ir dominuoja 1 atkarpoje. Vardiklio kairę dalį nusako polius ir dominuoja 4 atkarpoje. Dešinė išraiškos dalis nusako 5 atkarpą, kurioje triukšminė charakteristika mažėja kartu su operacinio stiprintuvo įtampos stiprinimu.

Efektinė išėjimo triukšmo įtampos vertė E_{noE} randama suintegravus kiekvienos atkarpos gautą išėjimo triukšmo priklausomybę nurodytuose dažnių rėžiuose (2.41)−(2.45) ir ištraukus šaknį iš kvadratų sumos (2.46).



2.12 pav. Pereinamos varžos stiprintuvo triukšmo suskirstymas regionais
Fig. 2.12. Transimpedance amplifier noise gain division by regions

$$E_{\text{noe1}} = \sqrt{\int_{f_\text{L}}^{f_\text{f}} \frac{e_\text{n}^2 \cdot f_\text{f}}{f} df} = e_\text{n} \cdot \sqrt{f_\text{f} \cdot \ln\left(\frac{f_\text{f}}{f_\text{L}}\right)}, \tag{2.41}$$

$$E_{\text{noe2}} = \sqrt{\int_{f_\text{f}}^{f_\text{f}} e_\text{n}^2 df} = e_\text{n} \cdot \sqrt{\left(f_\text{z} - f_\text{f}\right)}, \tag{2.42}$$

$$E_{\text{noe3}} = \sqrt{\int_{f_\text{L}}^{f_\text{p}} \frac{e_\text{n}^2 \cdot f^2}{f_\text{z}^2} df} = \frac{e_\text{n}}{f_\text{z}} \cdot \sqrt{\frac{f_\text{p}^3 - f_\text{z}^3}{3}}, \tag{2.43}$$

$$E_{\text{noe4}} = \sqrt{\int_{f_\text{p}}^{f_i} e_\text{n}^2 \cdot \left(\frac{C_\text{inT} + C_\text{f}}{C_\text{f}}\right)^2 df} = e_\text{n} \cdot \left(\frac{C_\text{inT} + C_\text{f}}{C_\text{f}}\right) \cdot \sqrt{f_\text{i} - f_\text{p}}, \tag{2.44}$$

$$E_{\text{noe5}} = \sqrt{\int_{f_\text{i}}^{f_\infty} \frac{e_\text{n}^2 \cdot f_\text{c}^2}{f^2} df} = \frac{e_\text{n} \cdot f_\text{c}}{\sqrt{f_\text{i}}}, \tag{2.45}$$

$$E_{\text{noE}} = \sqrt{E_{\text{noe1}}^2 + E_{\text{noe2}}^2 + E_{\text{noe3}}^2 + E_{\text{noe4}}^2 + E_{\text{noe5}}^2}. \tag{2.46}$$

Antrą triukšmo dedamąją E_{noI} sudaro įėjimo ekvivalentinė triukšmo srovė i_n. Jos vertė gaunama suintegravus specifikacijoje nurodytą ekvivalentinį įėjimo srovės triukšmo spektrinį tankį i_n norimoje dažnių juostoje ir sudauginus jos šaknį su pereinamos varžos stiprintuvo grįžtamojo ryšio varža R_f.

Trečias, jau aptartas triukšmo šaltinis E_{noR} yra varža R_f. Jo skaičiavimas aptartas 2.3.2. poskyryje.

Kadangi įėjimo ekvivalentiniai įtampos ir srovės triukšmų šaltiniai yra nekoreliuoti, todėl suminė įtaka išėjimo įtampos triukšmui gaunama ištraukus šaknį iš jų kvadratų sumos (2.47).

$$E_{no} = \sqrt{{E_{noE}}^2 + {E_{noI}}^2 + {E_{noR}}^2} \,. \tag{2.47}$$

2.3.6. Pereinamos varžos stiprintuvo su tranzistoriumi įėjime triukšmų skaičiavimas

Pirma stiprinimo pakopa lemia stiprintuvo triukšminę charakteristiką. Įtampos stiprintuvo triukšmus galima nagrinėti kaip įėjimo tranzistoriaus triukšmus (Charlamov *et al* 2012).

2.3.4 poskyryje pateiktos formulės aprašo tranzistoriaus kanalo triukšmus. Norint apskaičiuoti triukšmą išėjime reikia suskaičiuoti ekvivalentinį įėjimo srovės triukšmo spektrinį tankį. Naudojama įtampos stiprintuvo įėjimo pakopa yra diferencinis įtampos stiprintuvas, kurio įėjimas yra tranzistoriaus užtūra. Todėl tranzistoriaus kanalo triukšmas turi būti perskaičiuotas užtūrai (Nguyen *et al* 2004). Skaičiavimo rezultatas tranzistoriaus kanalo terminiam triukšmui pateiktas (2.48).

$$\overline{i^2}_{nd-T} = \left(2 \cdot \pi \cdot B\right)^2 \cdot {C_{GS}}^2 \cdot \left(4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{g_m}\right). \tag{2.48}$$

Analogiškai tranzistoriaus užtūrai yra perskaičiuojamas ir *1/f* triukšmas (2.49)

$$\overline{i^2}_{nd-1/f} = \left(2 \cdot \pi \cdot B\right)^2 \cdot {C_{GS}}^2 \cdot \left(\frac{Kf \cdot {I_{DS}}^{\alpha f}}{Cox \cdot L^2 \cdot B}\right). \tag{2.49}$$

Į kitus tranzistoriaus triukšmus, tokius kaip užtūros nuotėkio srovė, turinčius didesnę įtaką žemiau 100 nm KMOP technologijose, nėra atsižvelgta dėl jų mažos įtakos pereinamos varžos stiprintuvo triukšmams (Scholten *et al* 2003).

Suminis įėjimo ekvivalentinis srovės triukšmo spektrinis tankis apskaičiuojamas sudedant dvi dedamąsias, terminį ir *1/f* triukšmus. Skaičiuojant įėjimo tranzistoriaus įtampos triukšmo efektinę vertę išėjime reikia suminį srovės triukšmo

spektrinį tankį integruoti reikiamoje dažnių juostoje, ištraukti šaknį ir dauginti iš stiprintuvo stiprinimo koeficiento, tai yra R_f (2.50).

$$E_\mathrm{noI} = \sqrt{\left((2\cdot\pi\cdot B)^2 \cdot {C_\mathrm{GS}}^2 \cdot \left(4\cdot k\cdot T\cdot\frac{2}{3}\cdot\frac{1}{g_\mathrm{m}} + \frac{Kf\cdot {I_{DS}}^{\alpha f}}{\mathrm{Cox}\cdot L^2\cdot B} \right) \right)\cdot B_\mathrm{n}} \cdot R_\mathrm{f} . \qquad (2.50)$$

Skaičiuojant pereinamos varžos stiprintuvo išėjimo įtampos triukšmo efektinę vertę, kaip ir pereinamos varžos su operaciniu stiprintuvu atveju reikia ištraukti šaknį iš dedamųjų kvadratų sumos:

$$E_\mathrm{no} = \sqrt{{E_\mathrm{noI}}^2 + {E_\mathrm{noR}}^2} . \qquad (2.51)$$

2.3.7. Optinio imtuvo triukšmai

Norint apskaičiuoti optinio imtuvo triukšmą reikia kartu su pereinamos varžos stiprintuvo triukšmais įvertinti ir fotodiodo triukšmus. Fotodiodo įėjimo ekvivalentinį srovės triukšmo spektrinį tankį reikia integruoti norimoje dažnių juostoje ir dauginti iš pereinamosios varžos stiprinimo koeficiento, tai yra R_f (2.52)

$$E_\mathrm{npd} = \sqrt{i_\mathrm{npd}\cdot B_\mathrm{n}}\cdot R_\mathrm{f} , \qquad (2.52)$$

čia i_npd yra pasirinkto fotodiodo srovės triukšmo spektrinis tankis.

E_npd yra optinio imtuvo išėjimo įtampos triukšmo efektinė vertė, kurią lemia fotodiodas. Kadangi šis triukšmas yra nekoreliuotas su pereinamos varžos stiprintuvo išėjimo įtampos triukšmais, suminį optinio imtuvo išėjimo triukšmą gauname ištraukiant šaknį iš triukšmų kvadratų sumos:

$$E_\mathrm{no-tot} = \sqrt{{E_\mathrm{npd}}^2 + {E_\mathrm{no}}^2} . \qquad (2.53)$$

Iš atliktos triukšmų analizės daroma išvada, kad pagrindiniai faktoriai, nuo kurių priklauso triukšmas yra įtampos stiprintuvo triukšmai, grįžtamojo ryšio varžos vertė, griūtinio fotodiodo dauginimo faktorius ir dažnių juosta.

2.4. Optinio imtuvo dinaminis diapazonas ir jo priklausomybė nuo pagrindinių optinio imtuvo parametrų

Nagrinėjant laiko srities optinio reflektometro parametrus buvo parodyta, kad jo dinaminis diapazonas lygus penkiems signalo triukšmo santykio logaritmams (1.7).

Optinio imtuvo signalo lygis priklauso nuo lazerio signalo galios, šviesolaidžio perdavimo charakteristikos, kurią nusako skaidulos šviesos slopinimo ir atgalinės sklaidos koeficientai, ir optinio imtuvo stiprinimo koeficientas, kurį nusako grįžtamojo ryšio varža ir fotoimtuvo dauginimo faktorius. Reflektometrų specifikacijose nurodomas maksimalus dinaminis diapazonas. Jis matuojamas optinės skaidulos pradžioje kai signalas yra maksimalus, todėl optinės skaidulos slopinimo koeficiento galime nevertinti.

$$St_{\mathrm{MAX}} = \frac{P_0}{4} \cdot T_0 \cdot Bs \cdot \eta \cdot M \cdot R_{\mathrm{f}}, \tag{2.54}$$

čia Bs yra Rayleigh atgalinės sklaidos koeficientas, η – fotodiodo kvantinis efektyvumas.

Abu parametrai priklauso nuo bangos ilgio. Bs yra bedimensis dydis, parodantis tašką pasiekusios ir tame taške išsklaidytos šviesos galių santykį, kai impulso trukmė yra 1 ns. Impulso galia dalinama iš 4, nes lazerio impulsas, kad patektų į optinę skaidulą, turi praeiti pro šakotuvą, kuris praleidžia tik pusę galios. Išsklaidytos šviesos galia prieš patenkant į optinį imtuvą, praeidama pro tą patį šakotuvą, dar kartą dalinama iš 2 (1.1 pav.).

Kaip jau buvo aptarta anksčiau, optinio imtuvo triukšmų lygis priklauso nuo stiprintuvo triukšmo, grįžtamojo ryšio varžos vertės R_{f}, fotodiodo dauginimo faktoriaus M ir dažnių juostos B. Toliau analizuojant ir projektuojant optinį imtuvą bus operuojama šiais parametrais.

Siekiant gauti palyginimams patogius skaičiavimo, modeliavimo ir eksperimentų rezultatus, signalo lygį visur normuosim 1ns lazerio impulso trukmei ir 1 mW galiai. Skaičiuojama efektinė triukšmo vertė, nes yra priimta, kad reflektometrų dinaminis diapazonas nurodytas nuo maksimalaus signalo lygio iki triukšmo efektinės vertės (GR-196 2010).

2.4.1. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybė nuo dažnių juostos

(2.54) formulė parodo, kad signalo lygis nuo optinio imtuvo dažnių juostos nepriklauso. Nagrinėjant triukšmus, natūralu, kad visos optinio imtuvo triukšmų dedamosios mažėja, siaurėjant dažnių juostai. Šios disertacijos tikslas – pasiekti optimalų dinaminį diapazoną kiekvienai dažnių juostai.

Yra keli būdai gauti norimą dažnių juostą. Vienas – pritaikyti skaitmeninį arba analoginį filtravimą. Sumažinus dažnių juostą x kartų, baltas triukšmas mažėja $\sqrt{x}$ kartų – tai reiškia, kad signalo triukšmo santykis didėja $\sqrt{x}$ kartų. Kitas būdas pasiekti tam tikrą dažnių juostą apribojant ją iki reikiamos vertės, didinant grįžtamojo ryšio varžą R_f. Padidinus varžą x kartų, tiek pat susiaurėja dažnių juosta. Triukšmas mažėja $\sqrt{x}$ kartų, o signalas padidėja tiek kartų, kiek padidinta varža. Rezultate gaunamas signalo triukšmo santykis yra $x\sqrt{x}$ geresnis.

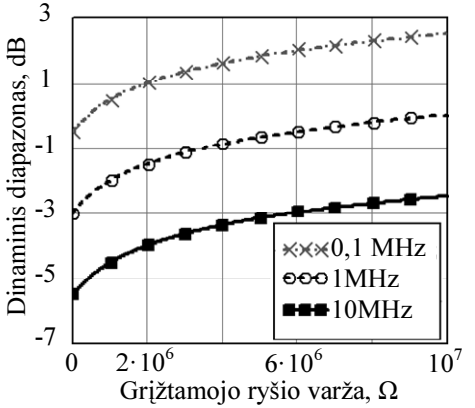
Anksčiau buvo parodyta, kad optinio imtuvo išėjimo įtampos triukšmas turi sudėtingesnę priklausomybę nuo dažnio ir nėra „baltas“, todėl didžiausia galima grįžtamo ryšio varža duotajam dažniui nebūtinai lems geriausią signalo triukšmo santykį.

2.4.2. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybė nuo grįžtamojo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus

Iš (2.54) ir (2.53) išvestų lygčių signalo lygiui ir triukšmams skaičiuoti galima nustatyti kaip grįžtamojo ryšio varžos vertė lemia signalo triukšmo santykį ir optinio imtuvo dinaminį diapazoną. Optinio imtuvo išėjimo signalas yra tiesiogiai proporcingas R_f. Fotodiodo ir įtampos stiprintuvo įtampos triukšmai yra tiesiogiai proporcingi R_f. Grįžtamojo ryšio varžos triukšmas yra proporcingas varžos vertės kvadratinei šakniai.

Tai reiškia, kad dinaminis diapazonas yra proporcingas grįžtamojo ryšio varžos vertės šakniai. 2.13 paveiksle parodyta dinaminio diapazono priklausomybė nuo R_f, kai skaičiavimuose panaudotas vienas triukšmų šaltinis – R_f.

Išraiškoje (2.54) parodyta, kad signalo lygis išėjime yra tiesiogiai proporcingas fotodiodo dauginimo faktoriui M. Fotodiodo triukšmas yra tiesiogiai proporcingas M^{2+x}. Tai reiškia, kad kylant fotodiodo dauginimo faktoriui triukšmas didėja greičiau nei signalas.



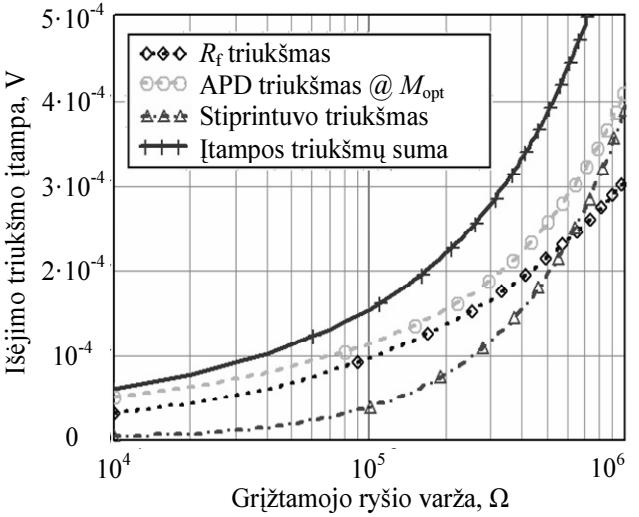
2.13 pav. Dinaminio diapazono priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos esant skirtingiems dažniams, kai skaičiuojamas tik varžos triukšmas
Fig. 2.13. Dynamic range dependence on feedback resistance value when only resistor noise is taken into account

2.5. Optinio imtuvo optimalūs parametrai

Pirmas parametras, kurį būtina optimizuoti siekiant pasiekti geriausią signalo triukšmo santykį, yra fotodiodo dauginimo faktorius *M*. Kadangi didinant fotodiodo dauginimo faktorių triukšmas didėja greičiau nei signalas, todėl egzistuoja tam tikra dauginimo faktoriaus optimali vertė M_{opt}, kai signalo triukšmo santykis ir atitinkamai dinaminis diapazonas yra maksimalūs. Optimali vertė pasiekiama, kai fotodiodo triukšmas tampa lygus kitų triukšmų sumai. Nustačius *M* mažesnį nei M_{opt}, gaunamas mažesnis signalo lygis ir atitinkamai mažesnis signalo triukšmo santykis. Priešingai, kai *M* didesnis nei M_{opt}, fotodiodo triukšmas dominuoja ir didėja greičiau nei signalas. Tai lemia signalo triukšmo santykio sumažėjimą:

$$M_{\text{opt}} = \left(\left(\frac{{E_{\text{noE}}}^2 + {E_{\text{noR}}}^2}{2 \cdot q \cdot i_{\text{dm}} \cdot B \cdot {R_{\text{f}}}^2} \right) - \frac{i_{\text{dn}}}{i_{\text{dm}} + i_{\text{pd}}} \right)^{\frac{1}{x+2}}. \qquad (2.55)$$

Minėtą optimalų fotodiodo dauginimo faktorių M_{opt} galima rasti prilyginus pereinamos varžos stiprintuvo triukšmus fotodiodo triukšmams ir išskaičiuoti dauginimo faktorių. Skaičiavimo rezultatas pateiktas (2.55) išraiškoje.

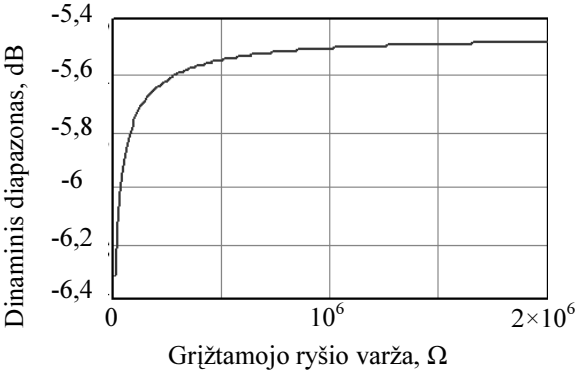


2.14 pav. Optinio imtuvo triukšmų išėjimo įtampos priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos, kai dažnis lygus 5,6 MHz
Fig. 2.14. Optical receiver output noise voltage dependence on feedback resistance value at 5.6 MHz bandwidth

Įtampos stiprintuvo triukšmų išraiškų (2.25) ir (2.26), taip pat (2.46) analizė parodo, kad stiprintuvo triukšmas nepriklauso arba mažai priklauso nuo grįžtamojo ryšio varžos, todėl didėja beveik tiesiškai, kartu su R_f. Kadangi varžos triukšmas turi kvadratinės šaknies priklausomybę nuo varžos vertės, todėl po tam tikro dažnio stiprintuvo triukšmas pradeda dominuoti (2.14 pav.). Didinant R_f, triukšmas didėja tokiu pat greičiu kaip ir signalas, o dinaminio diapazono didėjimas sulėtėja (2.15 pav.). Šiuo atveju fotodiodo triukšmas lygus kitų triukšmų sumai, todėl įtakos triukšmo charakteristikos pobūdžiui nedaro.

Darome išvadą, kad duotajai dažnių juostai egzistuoja tam tikra optimali grįžtamojo ryšio varžos vertė R_{fopt}, kai tolimesnis R_f didinimas neturi prasmės dėl nežymaus dinaminio diapazono padidėjimo.

Pateiktame pavyzdyje (2.15 pav.) spartus dinaminio diapazono didėjimas vyksta iki maždaug 200 kΩ. 2.14 paveiksle parodyta, kad esant šiai grįžtamosios ryšio varžai, jos ir stiprintuvo triukšmų kreivės suartėja. Kai R_f padidėjo iki 500 kΩ, stiprintuvo triukšmas pradeda dominuoti, todėl dinaminis diapazonas praktiškai nedidėja. R_f didinimas nuo 500 kΩ iki 1 MΩ duoda tik 0,03 dB didesnį dinaminį diapazoną.



2.15 pav. Optinio imtuvo normuoto dinaminio diapazono priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos su optimaliu fotodiodo dauginimo faktoriumi, kai dažnių juosta lygi 5,6 MHz

Fig. 2.15. Optical receiver normalized dynamic range dependence on feedback resistance value with optimal photodiode multiplication factor at 5.6 MHz bandwidth

Kuo didesnė yra grįžtamo ryšio varža, tuo didesnis yra optinio imtuvo stiprinimas, ir atitinkamai mažesnis matuojamų signalų diapazonas. Todėl pageidautina turėti kuo mažesnę grįžtamojo ryšio varžą, užtikrinančią optimalų dinaminį diapazoną.

Šiame darbe optimali dinaminio diapazono vertė apibrėžiama kaip 0,1 dB mažesnė negu maksimali. Toks pasirinkimas mažina signalo triukšmo santykį 5 procentais, tačiau gaunama optimali grįžtamo ryšio varža yra iki kelių kartų mažesnė. Atitinkamai mažėja optinio imtuvo stiprinimo koeficientas ir praplečiamas matuojamų signalų diapazonas.

Optimalios grįžtamojo ryšio varžos optimali vertė R_{fopt} yra R_f vertė, kai gaunama optimali dinaminio diapazono vertė.

2.6. Antrojo skyriaus išvados

Išanalizavus optinio imtuvo struktūrą, sąryšius tarp pagrindinių parametrų ir triukšmus galima daryti šias išvadas:

1. Naudojant pateiktas dažnių juostos iš impulso trukmės skaičiavimo išraiškas, pagal dvigubos lazerio impulso trukmės nejautrumo zonos kriterijų ir įvertinus dinaminio diapazono keliamus apribojimus nustatyta, kad optinio imtuvo reikalaujamas dažnių diapazonas yra nuo 100 kHz iki 100 MHz.

2. Sudarytas optinio imtuvo apibendrintas triukšmų modelis įvertina visus svarbiausius optinio imtuvo triukšmus sukeliančius elementus: grįžtamo ryšio rezistorių, įtampos stiprintuvą, fotodiodą.
3. Analitiškai nustatyta, kad optinio imtuvo triukšmo minimumas pasiekiamas, kai įtampos stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus ir fotodiodo talpos yra lygios.
4. Griūtinio fotodiodo optimalus dauginimo faktorius pasiekiamas, kai fotodiodo triukšmas susilygina su kitų optinio imtuvo triukšmų suma ir užtikrina maksimalų optinio imtuvo dinaminį diapazoną duotajai pereinamos varžos stiprintuvo grįžtamojo ryšio varžai bei dažnių juostai.
5. Pagal pasiūlytą 0,1 dB dinaminio diapazono optimalumo kriterijų nustatytas dinaminis diapazonas yra 5 procentais mažesnis už maksimalų duotajai dažnių juostai, tačiau gaunama iki kelių kartų sumažinta grįžtamo ryšio varžos vertė ir praplečiamas matuojamų signalų diapazonas.
6. Pasiūlyta optinio imtuvo, skirto laiko srities optinėms reflektometrinėms sistemoms, projektavimo metodika leidžia apskaičiuoti optimalius griūtinio fotodiodo dauginimo faktorių, pereinamosios varžos stiprintuvo grįžtamojo ryšio varžą ir įėjimo tranzistoriaus fizinius matmenis, kuriems esant gaunamas optimalus dinaminis diapazonas duotai dažnių juostai.

3

Optinio imtuvo iš diskrečiųjų elementų projektavimas ir tyrimas

Trečiasis skyrius skirtas sudaryto apibendrinto optinio imtuvo triukšmų modeliui ir juo paremtų optimalių parametrų skaičiavimams patikrinti. Pirmiausia atliekamas optinio imtuvo struktūros ir komponentų parinkimas ir analizė. Toliau, naudojant optinio imtuvo triukšmų modelį, atliekamas kiekvieno elemento triukšmų skaičiavimas. Skaičiavimo rezultatai lyginami su eksperimento duomenimis ir atliekama rezultatų neatitikimo analizė. Antroje skyriaus dalyje pagal pasiūlytus optimalumo kriterijus skaičiuojami ir iš eksperimento duomenų nustatomi optimalūs optinio imtuvo parametrai, atliekamas jų palyginimas.

Skyriaus tematika perskaityti 2 pranešimai ir paskelbtas vienas autoriaus straipsnis (Charlamov, Navickas 2013).

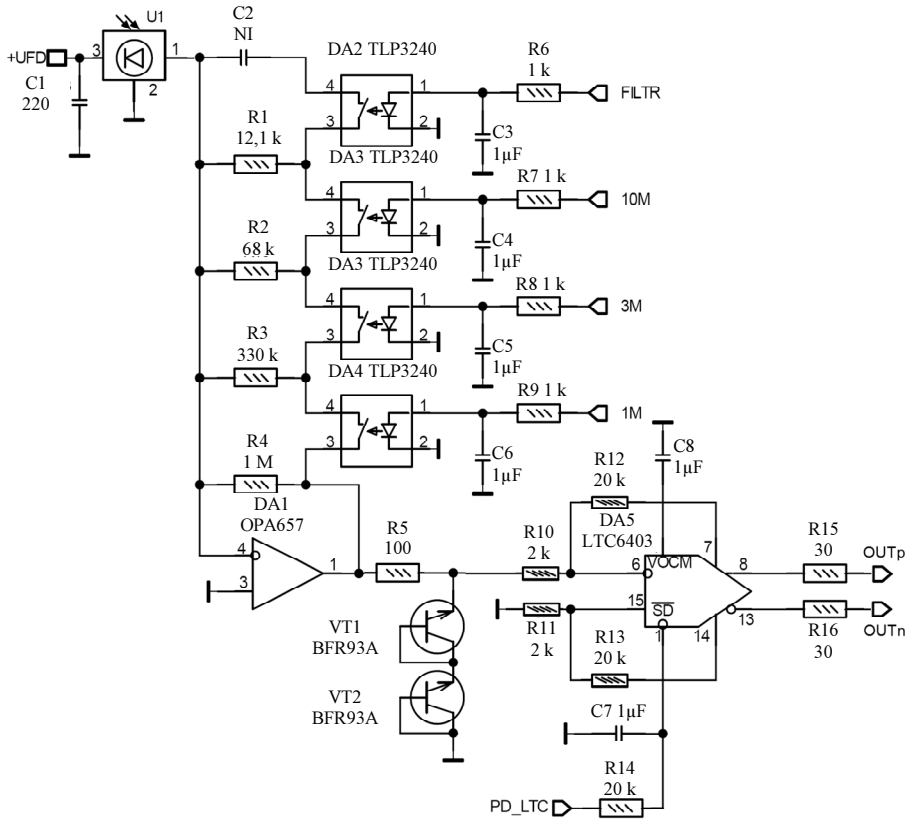
3.1. Optinio imtuvo struktūros parinkimas ir analizė

Optinio imtuvo projektavimas prasideda nuo struktūros parinkimo. Šiame darbe analizuojamas pereinamos varžos stiprintuvas su lygiagrečiąja grįžtamojo ryšio varža. Jo pagrindiniai privalumai prieš kitus srovės į įtampą keitiklius yra didesnis atsparumas maitinimo įtampos variacijoms ir įėjimo talpos įtakai. Pasta-

roji talpa susideda iš fotodiodo ir įtampos stiprintuvo įėjimo parazitinių talpų. Jų įtaka, pereinamos varžos stiprintuvui mažinama per įtampos stiprintuvo žemųjų dažnių įtampos stiprinimo koeficientą A_0 (Schneider, Zimmermann 2007).

Svarbiausia pereinamos varžos stiprintuvo iš diskrečiųjų elementų dalis yra operacinis stiprintuvas. Yra keli svarbūs parametrai, į kuriuos yra būtina atsižvelgti projektuojant optinį imtuvą. Pirmas – įėjimo poslinkio srovė turi būti 0–10 pA eilės. Parametras yra svarbus, kadangi naudojant didelę, megaomų eilės, grįžtamojo ryšio varžą, poslinkio srovė sukurs išėjimo įtampos poslinkį, kuris apskaičiuojamas pagal Omo dėsnį. Mažą įėjimo poslinkio srovę turi operaciniai stiprintuvai su lauko arba sandūriniais tranzistoriais įėjime. Parenkant operacinį stiprintuvą būtina atsižvelgti į jo įėjimo parazitines talpas ir vienetinio stiprinimo dažnį, kadangi tai lemia ne tik pereinamos varžos stiprintuvo maksimalų veikimo dažnį, bet ir stabilumą. Reikia įvertinti ir triukšminės charakteristikas, kadangi jos lemia optinio imtuvo dinaminį diapazoną. Yra daugelis kitų, operacinio stiprintuvo parametrų, tačiau jų įtaka pereinamos varžos stiprintuvui yra mažesnė. Dėl minėtų reikalavimų parametrams, tinkamų elementų pasirinkimas nėra didelis. Išanalizavus prieinamus modelius buvo parinktas „Texas Instruments“ siūlomas OPA657 (Texas 2008) operacinis stiprintuvas. Jo pagrindiniai privalumai yra: įėjimo pakopa, sudaryta iš sandūrinių tranzistorių užtikrinančiu mažą įėjimo poslinkio srovę $I_b = 2$ pA ir mažesnį triukšmą nei su lauko tranzistoriais; maža įėjimo parazitinė talpą $C_{OA} = 5{,}2$ pF; 1,6 GHz vienetinio stiprinimo dažnis. Operacinio stiprintuvo svarbiausi parametrai, reikalingi optinio imtuvo parametrų skaičiavimams pateikti 3.3 lentelėje.

Siekiant gauti kuo didesnį optinio imtuvo dinaminį diapazoną dėl vidinio opto-elektroninio stiprinimo, kaip fotodetektorius naudojamas griūtinis fotodiodas. Pagrindiniai jam keliami reikalavimai yra: spektrinis jautrumas 1310–1650 nm ribose; kuo didesnis dauginimo faktorius; kuo mažesnė dauginama ir nedauginama tamsinė srovė. Iš visų elementų griūtinis fotodiodas yra mažiausiai alternatyvų turintis elementas, o užtikrinančių gerus optinio reflektometro parametrus ir naudojamų daugelio gamintojų reflektometruose, autoriaus žiniomis yra tik 2–3 modeliai. Tokia situacija susiklostė dėl šio elemento gamybos sudėtingumo. Siekiant užtikrinti spektrinį jautrumą reikiamuose bangos ilgiuose naudojamas indžio galio arsenidas (InGaAs). Ši medžiaga savaime yra brangi. Kadangi gaunami optiniai parametrai labai priklauso ne tik nuo naudojamos heterostruktūros, bet ir nuo medžiagos švarumo, griūtinių fotodiodų gamyba pasidaro atskirų kompanijų paslaptimi. Šiame darbe naudojamas griūtinis fotodiodas NR8300FP-CC (CEL 2005) pagamintas „Californija Easter Laboratory“ kompanijos ir skirtas reflektometrinėms matavimo sistemoms. Jo pagrindiniai privalumai yra: didelis dauginimo faktorius, siekiantis 100; plati dažnių juosta (iki 2,5 GHz); maža parazitinė talpa $C_{det} = 0{,}35$ pF; mažos tamsinės srovės. Šio fotodiodo pagrindiniai paranetrai pateikti 3.4 lentelėje.



3.1 pav. Optinio imtuvo iš diskrečiųjų elementų principinė elektrinė schema
Fig. 3.1. Optical receiver from discrete components electrical schematic

Kitas optinio imtuvo parametras susijęs su jo struktūra yra perjungiamų varžų skaičius. Kuo šis skaičius didesnis, tuo tolygiau galima padengti reikiamų varžų diapazoną. Kiekviena papildoma varža reikalauja papildomo rakto, kas savo ruožtu didina parazitinę talpą ir mažina maksimalią pasiekiamą dažnių juostą. Iš čia kyla reikalavimai raktams. Jų parazitinė talpa turi būti kuo mažesnė ir nuotėkio srovės neturi viršyti operacinio stiprintuvo įėjimo poslinkio srovės. Jų varža turi būti mažesnė už grįžtamojo ryšio varžą bent 100 kartų.

Dėl savo mažos talpos (0,5 pF) ir varžos (12 Ω) kaip varžų komutatorius buvo parinktos TLP3240 (Toshiba 2007) fotorelės. Varžų komutatorių parametrai leido sudaryti schemą su keturiomis komutuojamomis varžomis. Siekiant tolygiai padengti varžų diapazoną nuo 10 kΩ iki 1 MΩ buvo papildomai parinktos varžos, kurių atstojamosios vertės būtų lygios 50 kΩ ir 250 kΩ.

Suprojektuoto optinio imtuvo principinė elektrinė schema pateikta 3.1 paveiksle. Jame griūtinis fotodiodas žymimas U1. Signalas +UFD yra jo maitinimo įtampa. Signalai 1M, 3M ir 10M skirti pereinamos varžos stiprintuvo grįžtamo ryšio varžoms komutuoti. Signalo FILTR ir talpos C11 paskirtis įjungti papildomą analoginį filtravimą. OUTp ir OUTn yra optinio imtuvo išėjimo signalai.

Prieš triukšmų skaičiavimą būtina atlikti optinio imtuvo schemos analizę ir nustatyti skaičiavimams reikalingus parametrus. Parazitinės talpos riboja maksimalią dažnių juostą, turi įtaką stabilumui ir triukšmo perdavimo charakteristikai. Yra trys parazitinės talpos, kurias būtina įvertinti. Tai suminė įėjimo talpa C_{inT}, grįžtamojo ryšio talpa C_f ir išėjimo talpa C_{out}. C_{inT} sudaro trys dedamosios: detektoriaus talpa $C_d = 0{,}35$ pF, operacinio stiprintuvo įėjimo talpa $C_{OA} = 5{,}2$ pF ir relių suminė talpa $C_{in} = 1$ pF. Todėl suminė talpa $C_{inT} = 6{,}6$ pF.

Grįžtamojo ryšio parazitinę talpą C_f sudaro spausdintinės plokštės parazitinės talpos ir rezistorių talpos. Ši talpa nustatyta atlikus matavimą ir pagal 2.2 poskyrį iš reflektogramos nustatyta dažnių juosta ir laiko pastovioji. Iš pastarosios, žinant varžos vertę, suskaičiuota, kad C_f talpa yra lygi 0,7 pF.

Trečioji parazitinė talpa C_{out} sudaro antros stiprinimo pakopos, t. y. stiprintuvo LTC6403 (Linear 2008) įėjimo talpa, kuri lygi 1 pF. Jos tiksli vertė nėra svarbi, kadangi pereinamos varžos stiprintuvo išėjimo varža yra kelių omų eilės, todėl susidaręs išėjimo polius yra daug aukštesnio dažnio nei grįžtamojo ryšio polius $R_{out} \times C_{out} << R_f \times C_f$. Dėl pereinamos varžos stiprintuvo Millerio efekto, įėjimo talpos įtakos mažinimo, gaunama, kad grįžtamojo ryšio sudarytas polius yra dažnių juostą ribojantis faktorius.

3.2. Optinio imtuvo triukšmų skaičiavimas

Optinio imtuvo triukšmų skaičiavimo eiga pateikta 2 skyriuje. Pirmiausia skaičiuojama pereinamos varžos stiprintuvo įėjimo įtampos triukšmo perdavimo charakteristika, po to suminis stiprintuvo įtampos triukšmas išėjime. Sekantis žingsnis – fotodiodo triukšmo dedamosios ir optinio imtuvo išėjimo įtampos triukšmo skaičiavimas. Skaičiavimams naudoti operacinio stiprintuvo, griūtinio fotodiodo, optinio imtuvo ir kiti parametrai pateikti 3.1–3.4 lentelėse. Visi matavimai ir skaičiavimai atliekami kambario temperatūroje, t. y. 300 kelvinų. Taip pat naudojamas 1310 nm lazerio bangos ilgis, kuriam esant optinės skaidulos atgalinės sklaidos koeficientas vienai nanosekundei lygus -79 dB, o griūtinio fotodiodo spektrinis jautrumas lygus 0,9 A/W.

3.1 lentelė. Fizikinės konstantos
Table 3.1. Physical constants

Temperatūra, K	300
Boltzmano konstanta, J/K	$1{,}38\times10^{-23}$
Elektrono krūvis, C	$1{,}602\times10^{-19}$
Optinės skaidulos atgalinės sklaidos koeficientas (1310 nm), dB/ns	-79
1-os eiles dažnio barjero koeficientas	1,57

3.2 lentelė. Optinio imtuvo parametrai
Table 3.2. Optical receiver parameters

Grįžtamojo ryšio varža, kΩ	10–1000
Grįžtamojo ryšio talpa, pF	0,7
Įėjimo talpa, pF	6,6
Dažnių juosta, MHz	0,1–20

3.3 lentelė. Operacinio stiprintuvo parametrai
Table 3.3. Operational amplifier parameters

Vienetinio stiprinimo dažnis, GHz	1,6
Įėjimo įtampos triukšmo spektrinis tankis, nV/√Hz	4,7
Įėjimo srovės triukšmo spektrinis tankis, fA/√Hz	1,3
Įėjimo poslinkio srovė, pA	2

3.4 lentelė. Griūtinio fotodiodo parametrai
Table 3.4. Avalanche photodiode parameters

Dauginimo faktorius	1–100
Perteklinio triukšmo faktorius	0,75
Dauginama nuotėkio srovė, nA	0,1
Nedauginama nuotėkio srovė, nA	5
Spektrinis jautrumas, A/W	0,9

3.2.1. Pereinamos varžos stiprintuvo įėjimo įtampos triukšmo perdavimo charakteristikos ir išėjimo triukšmo skaičiavimas

2.4.5. poskyriuje buvo parodyta, kad pereinamos varžos stiprintuvo įėjimo įtampos triukšmo perdavimo charakteristika padalinta į penkias atkarpas, kuriose triukšmo stiprinimas skaičiuojamas atskirai. Yra tikslinga pirmiausia paskaičiuoti triukšmo perdavimo charakteristikos lūžio taškus.

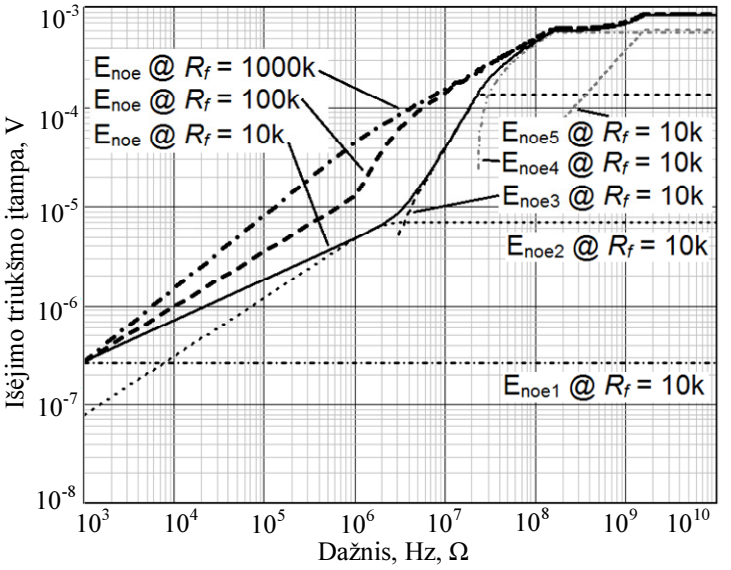
Pirma atkarpa priklauso mirgėjimo triukšmui, kurio dedamoji skaičiuojama pagal (3.1) išraišką. *1/f* triukšmo ribiniai dažniai f_L ir f_f randami iš operacinio stiprintuvo triukšminės charakteristikos, kuri pateikta stiprintuvo specifikacijoje ir 2.9 paveiksle. Iš paveikslo nustatome apatinę *1/f* triukšmo dažnių ribą (f_L = 10 Hz) ir triukšmo amplitudę šiame taške (e_{nf} = 40 nV/√Hz). Viršutinį *1/f* triukšmo rėžį f_f nustatome pagal formulę:

$$f_f = \frac{\left(e_{nf} \cdot \sqrt{f_L}\right)^2}{e_n^2} = 724{,}3 \text{ Hz}. \qquad (3.1)$$

Sekantys lūžio taškai yra triukšmo perdavimo charakteristikos polius ir nulis, kurie apskaičiuojami atitinkamai pagal (2.37) ir (2.36) išraiškas. Jie priklauso nuo grįžtamojo ryšio kompleksinės varžos. Lūžio taškas f_i, kuriame susikerta operacinio stiprintuvo įtampos stiprinimo charakteristika ir triukšmo perdavimo charakteristikos, priklauso nuo stiprintuvo vienetinio stiprinimo dažnio, kuris duodamas stiprintuvo specifikacijoje ir yra lygus f_c = 1,6 GHz. Grįžtamojo ryšio polius apskaičiuojamas pagal (2.37) išraišką ir lygus 151,4 MHz. Operacinio stiprintuvo įėjimo įtampos triukšmo, pereinamos varžos stiprintuvo išėjime, kai grįžtamojo ryšio varža lygi 10 kΩ, 100 kΩ ir 1000 kΩ, skaičiavimo rezultatai pateikti 3.2 paveiksle. Šiuo atveju laikome, kad pereinamos varžos stiprintuvo polius neribojo išėjimo dažnių juostos.

3.2 paveikslae parodyta, kad esant skirtingoms grįžtamojo ryšio varžoms keičiasi ir triukšminės charakteristikos pobūdis, nes triukšmo perdavimo charakteristikos polius f_p ir nulis f_z priklauso nuo R_f vertės.

Atliekant skaičiavimus laikoma, kad išėjimo signalo dažnis apribotas užduota optinio imtuvo dažnių juosta arba grįžtamojo ryšio poliumi. Kadangi poliaus lūžio taškas f_p ir atitinkamai maksimali analizuojama dažnių juosta *B* yra mažesnės už f_i ir f_c, todėl 4 ir 5 triukšmo atkarpos (2.12 pav.) netenka prasmės, tai yra visada lygios nuliui.



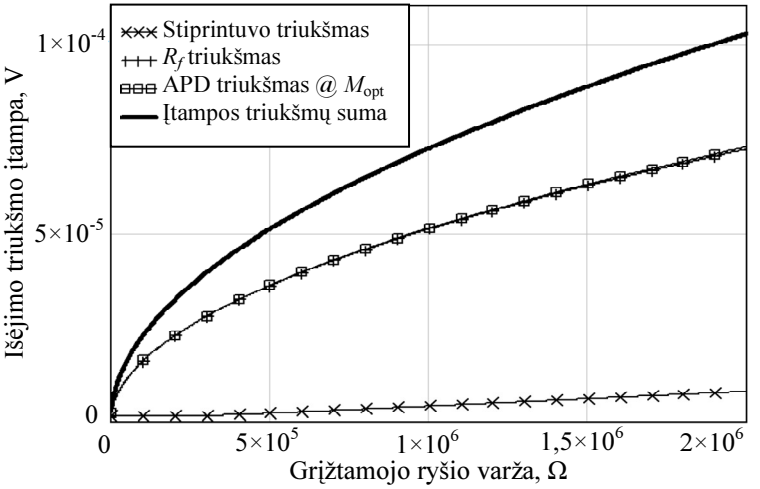
3.2 pav. Operacinio stiprintuvo įtampos triukšmo pereinamos varžos stiprintuvo išėjime priklausomybė nuo dažnių juostos pločio, kai grįžtamo ryšio varža lygi 10–1000 kΩ

Fig. 3.2. Operational amplifier noise at transimpedance amplifier output dependence on bandwidth when feedback resistance is equal to 10–1000 kΩ

3.2 paveiksle parodyta, kad pirma triukšmo dedamoji E_{noe1} dominuoja žemuosiuose dažniuose. E_{noe2} ir E_{noe3} dedamosios turi didžiausią įtaką operacinio stiprintuvo įtampos triukšmui pereinamos varžos stiprintuvo išėjime. E_{noe4} ir E_{noe5} dedamosios įtakos pereinamos varžos stiprintuvo triukšmui nedaro, kadangi jų dažnis didesnis už optinio imtuvo maksimalų analizuojamą dažnį.

3.2.2. Optinio imtuvo išėjimo įtampos triukšmo skaičiavimo rezultatai

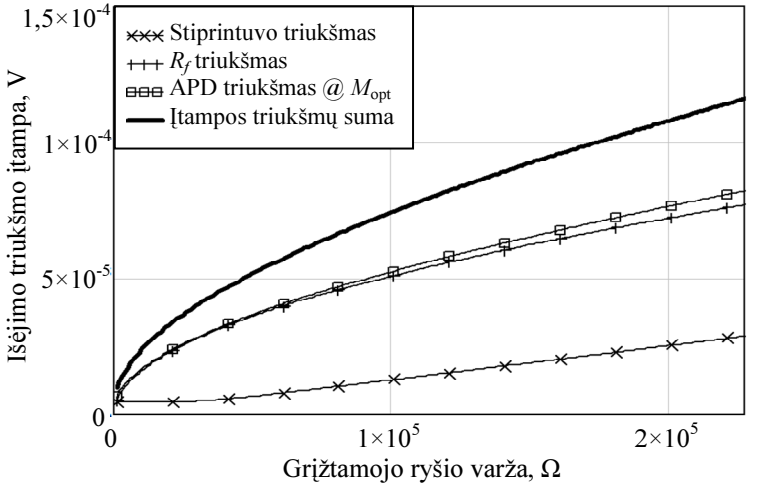
Paveiksluose 3.3, 3.4, ir 3.5 parodyti trijų triukšmo dedamųjų: operacinio stiprintuvo, grįžtamo ryšio varžos ir griūtinio fotodiodo išėjimo triukšmo įtampų priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos skaičiavimo rezultatai, kai dažnių juosta yra atitinkamai 0,1 MHz, 1 MHz, ir 10 MHz.



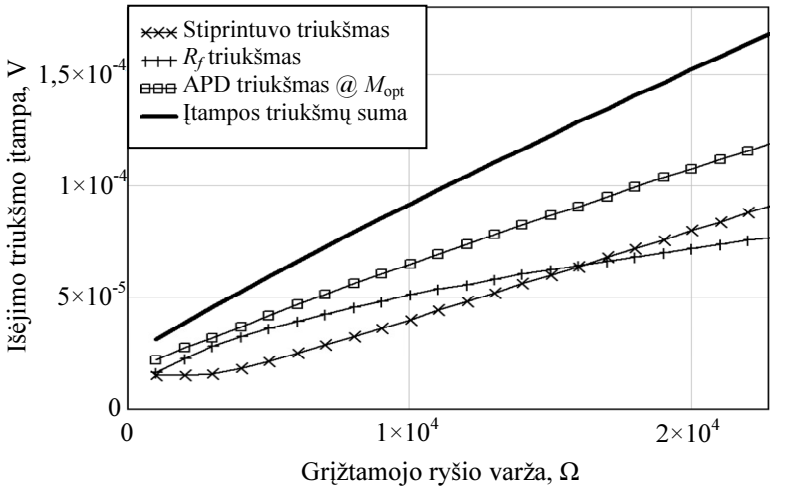
3.3 pav. Optinio imtuvo triukšmų išėjimo įtampos priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos kai dažnių juostos plotis lygus 0,1 MHz
Fig. 3.3. Optical receiver output noise voltages dependence on feedback resistance value at 0.1 MHz bandwidth

Kai analizuojama dažnių juosta yra 0,1 MHz, maksimali galima grįžtamojo ryšio varža, kurią riboja grįžtamojo ryšio polius f_p, viršija 2 MΩ. Esant šiai dažnių juostai visame R_f diapazone operacinio stiprintuvo triukšmai yra daug mažesni už kitus triukšmus, o suminį triukšmą nusako grįžtamojo ryšio varžos triukšmas. Paskaičiuotas griūtinio fotodiodo triukšmas priklauso nuo dauginimo faktoriaus *M*. Skaičiavimuose taikyta optimali dauginimo faktoriaus vertė, kai fotodiodo triukšmas lygus kitų triukšmų sumai. Todėl fotodiodo triukšmas yra identiškas varžos triukšmui. Kadangi varžos įtampos triukšmo priklausomybė nuo jos vertės yra tiesiog proporcinga kvadratinei šakniai, įtampos suminis triukšmas yra tokio pat pobūdžio.

3.4 paveiksle parodyti skaičiavimo rezultatai, kai dažnių juosta lygi 1 MHz. Maksimali grįžtamojo ryšio varža lygi 250 kΩ, o triukšmai pagal pobūdį yra panašūs į prieš tai analizuotą triukšmų atvejį. Čia skirtumas tarp operacinio stiprintuvo ir varžos triukšmų yra mažesnis. Nepaisant to, suminio triukšmo pobūdį nusako varžos triukšmas.



3.4 pav. Optinio imtuvo triukšmų išėjimo įtampos priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos kai dažnių juostos plotis lygus 1 MHz
Fig. 3.4. Optical receiver output noise voltages dependence on feedback resistance value at 1 MHz bandwidth



3.5 pav. Optinio imtuvo triukšmų išėjimo įtampos priklausomybė nuo grįžtamo ryšio varžos kai dažnių juostos plotis lygus 10 MHz
Fig. 3.5. Optical receiver output noise voltages dependence on feedback resistance value at 10 MHz bandwidth

3.5 paveiksle pavaizduotų triukšmų, kai dažnių juosta yra lygi 10 MHz analizė rodo, kad operacinio stiprintuvo ir grįžtamojo ryšio varžos triukšmų dedamosios turi panašias vertes. Stiprintuvo triukšmas, kitaip nei varžos, didinant R_f didėja tiesiškai, todėl tam tikrame taške šių triukšmų charakteristikos susikerta. Dominuojant stiprintuvo triukšmui, didinant R_f, suminis triukšmas ir signalo lygis didėja vienodu greičiu, todėl nėra signalo triukšmo santykio pagerėjimo. Vadinasi, nuo triukšmų charakteristikų susikirtimo dažnio dinaminio diapazono didėjimas lėtėja. Optimali grįžtamojo ryšio varžos vertė R_{fopt} yra arti charakteristikų susikirtimo dažnio.

3.3. Optinio imtuvo dinaminio diapazono skaičiavimo ir matavimo rezultatai

Visi optinio imtuvo su operaciniu stiprintuvu dinaminio diapazono skaičiavimo ir matavimo rezultatai lentelių pavidale pateikti A priede. Siekiant supaprastinti duomenų analizę, skaičiavimo ir eksperimento duomenys pateikti 3D grafikais. Dinaminis diapazonas normuotas 1 ns lazerio impulso trukmei ir 1 mW galiai. Visuose šiuose grafikuose juodos storesnės linijos atvaizduoja eksperimento duomenis, o skaičiavimo rezultatai – brūkšninėmis pilkomis linijomis.

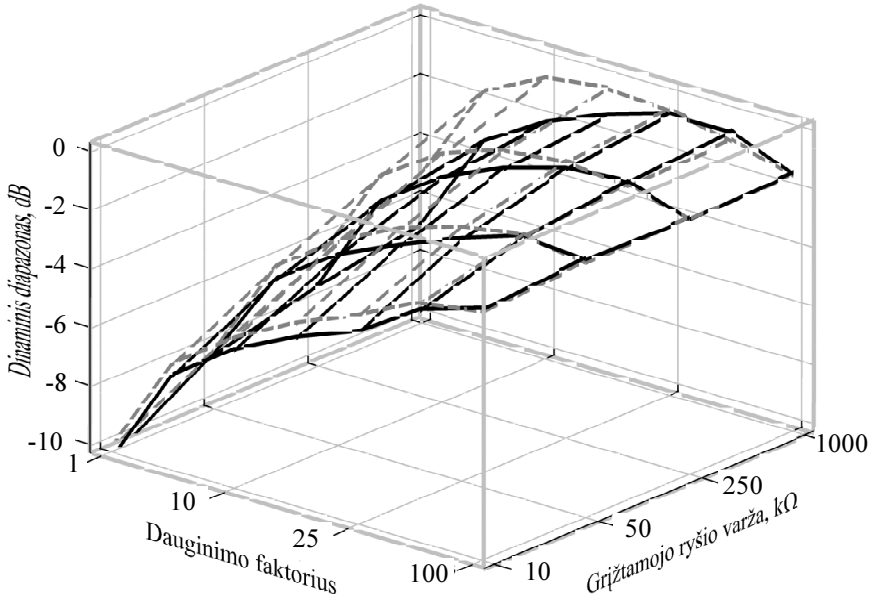
Kaip nurodyta anksčiau, optinio imtuvo grįžtamojo ryšio varžų skaičius yra 4 (10 kΩ, 50 kΩ, 250 kΩ ir 1 MΩ). Matavimai buvo atliekami naudojant suprojektuotą reflektometrinės sistemos maketą. Duomenys buvo gauti iš pradžių nustačius reikiamą griūtinio fotodiodo dauginimo faktorių, po to matuojant įtampos triukšmo efektinę vertę ir dinaminį diapazoną kiekvienai varžai.

Matavimams naudotas 12 skilčių analoginis skaitmeninis keitiklis (ASK) LTC2293 (Linear 2004), kurio įėjimo signalų diapazonas yra 2 V, ir atitinkamai mažiausios reikšminės skilties vertė lygi 488 μV. Kadangi viena iš sąlygų, keliamų optiniam imtuvui reflektometrinėje sistemoje yra ta, kad jo triukšmo dviguboji amplitudinė vertė būtų bent du kartus didesne už ASK mažiausios reikšminės skilties vertę, keitiklis matavimo neapibrėžtumo nelemia. Jeigu ši sąlyga nebūtų išpildoma, triukšmas nesividurkuntų ir reflektometrinė sistema neveiktų. Keitiklio maksimalus diskretizavimo dažnis yra 65 MHz. Matuojant triukšmo efektinę vertę buvo imama 1000 triukšmo imčių. Tam, kad imčių rinkinį būtų galima laikyti atsitiktinio proceso ir atitinkamai baltojo triukšmo realizacija, diskretizavimo dažnis visuose matavimuose buvo nuo 3 iki 10 kartų aukštesnis už matuojamo signalo dažnį. Signalas buvo vidurkinamas 10000 kartų, todėl atsitiktinio proceso ansamblį sudaro 10000 realizacijų. Jeigu triukšmas baltas, jo efektinė vertė lygi dvigubosios amplitudinės vertės vidutinei kvadratinei arba standartinei paklaidai σ. Laikoma, kad triukšmo verčių pasiskirstymas yra Gauso, tada 99,9 procentai dvipusio triukšmo verčių papuola į 6,6 σ diapazoną. Tai

reiškia, kad efektinės vertės matavimo neapibrėžtumas yra 1/6,6 (Steiglitz 1996), o tai reflektometro logaritminėje skalėje sudaro 0,3 dB. Kadangi matavimų vidurkiniams N kartų mažina standartinę paklaidą $\sqrt{N}$ kartų, gauname, kad suvidurkinus matavimus 10^4 kartų, dinaminio diapazono matavimo standartinė paklaida yra apie 0,003 dB.

3.3.1. Optinio dinaminio diapazono matavimo ir skaičiavimo rezultatų analizė

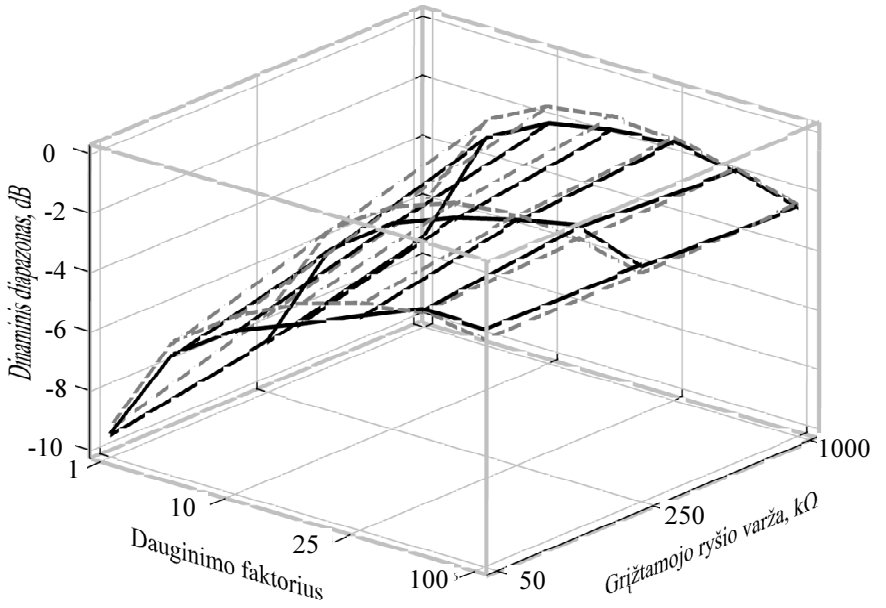
Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybės nuo dauginimo faktoriaus ir grįžtamojo ryšio varžos skaičiavimo ir matavimo rezultatai, kai dažnių juosta yra 0,1 MHz, parodyti 3.6 paveiksle. 3.3 paveiksle parodyta, kad kai griūtinio fotodiodo dauginimo faktorius yra vienetinis, dinaminį diapazoną nusako varžos triukšmas. Dominuojant varžos triukšmui, dinaminis diapazonas turi šakninę priklausomybę nuo varžos verčių skirtumo.



3.6 pav. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus, kai dažnių juostos plotis lygus 0,1 MHz, skaičiavimo ir matavimo rezultatai

Fig. 3.6. Optical receiver dynamic range dependence on feedback resistance value and photodiode multiplication factor at 0.1 MHz bandwidth, calculation and measurement results

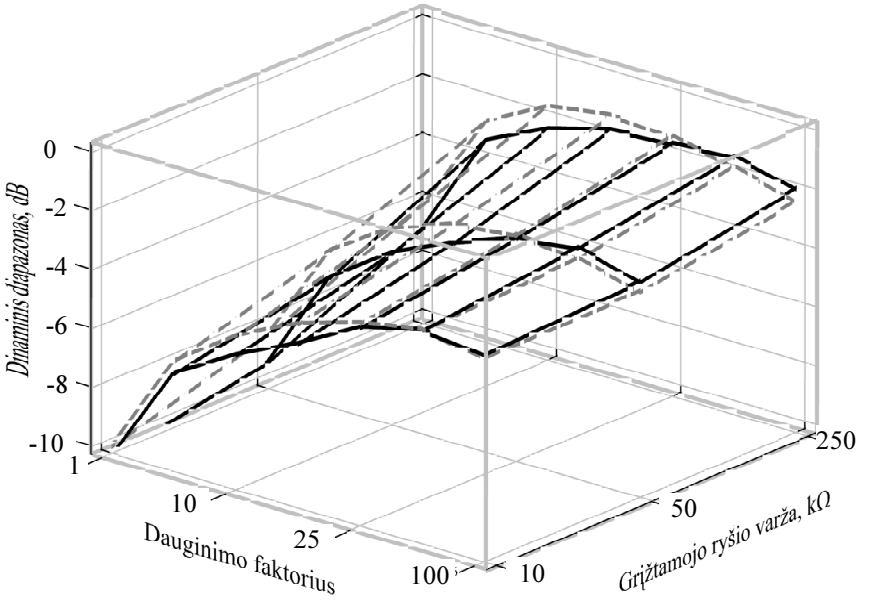
Matavimo ir skaičiavimo rezultatai turi tam tikrą neatitikimą. Galimos priežastys aptartos kitame poskyryje. Didinant dauginimo faktorių pastebimas dinaminio diapazono didėjimas. Visoms grįžtamojo ryšio varžoms jis tęsiasi iki taško, kur pasiekiama optimali dauginimo faktoriaus vertė. Didinant *M,* kai R_f lygus 1 MΩ, 250 kΩ ir 50 kΩ dinaminio diapazono kreivės praeina maksimumo taškus ir pradeda mažėti. Kaip pateikta anksčiau, fotodiodo triukšmas pradeda dominuoti, kai dauginimo faktorius didesnis už optimalų. Didinant dauginimo faktorių triukšmas didėja greičiau nei signalas, tuomet dinaminis diapazonas mažėja. Kai varža R_f yra mažiausia – 10 kΩ, įėjimo ekvivalentinis srovės triukšmo spektrinis tankis yra didžiausias, todėl ir fotodiodo ekvivalentinio įėjimo triukšmo spektrinio tankio įtaka suminiam triukšmui yra mažesnė. Atitinkamai optimalus dauginimo faktorius pasiekiamas esant didesnei *M* vertei. Dinaminio diapazono charakteristikos augimas sulėtėja, tačiau nepasiekia maksimumo.



3.7. pav. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus, kai dažnių juostos plotis lygus 0,25 MHz, skaičiavimo ir matavimo rezultatai

Fig. 3.7. Optical receiver dynamic range dependence on feedback resistance value and photodiode multiplication factor at 0.25 MHz bandwidth, calculation and measurement results

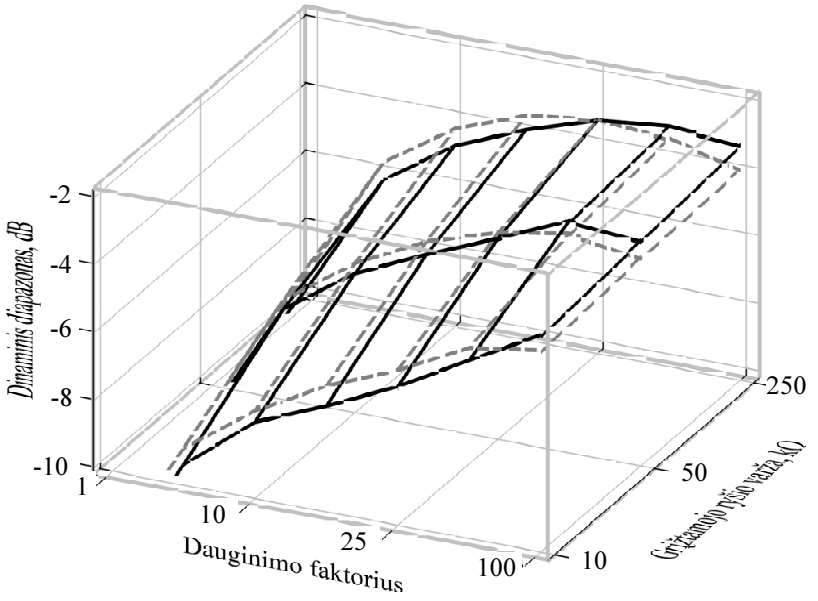
Panašiai analizuojami ir kiti matavimų bei skaičiavimų rezultatai, kai optinio imtuvo dažnių juosta yra platesnė (3.7–3.9 pav.). Didėjant dažniui, kaip parodyta 3.3–3.5 paveiksluose, įtampos stiprintuvo triukšmas turi vis didesnę įtaką suminiam triukšmui. Kadangi šis triukšmas didinant R_f didėja tokiu pat greičiu kaip ir signalo lygis, grįžtamojo ryšio varžos didinimas, siekiant gauti didesnį dinaminį diapazoną, neturi prasmės.



3.8 pav. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus, kai dažnių juostos plotis lygus 0,5 MHz, skaičiavimo ir matavimo rezultatai

Fig. 3.8. Optical receiver dynamic range dependence on feedback resistance value and photodiode multiplication factor at 0.5 MHz bandwidth, calculation and measurement results

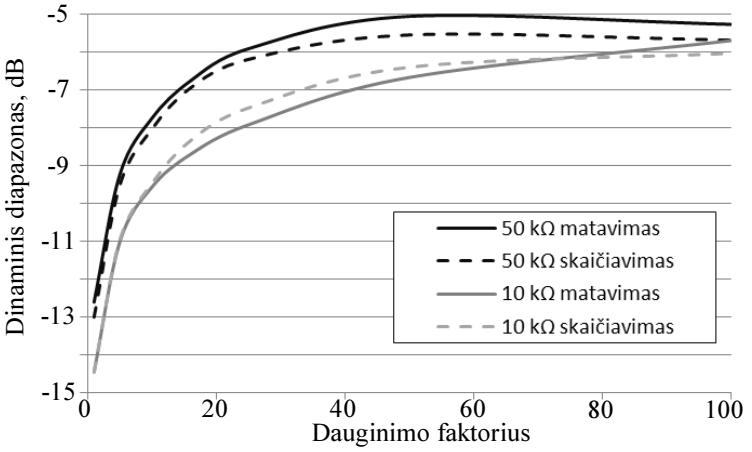
3.8 ir 3.9 paveiksluose, matavimo ir skaičiavimo rezultatuose nėra kreivės atvaizduojančios rezultatus esant 1 MΩ varžai. Esant šiai varžai maksimalus dažnis yra apie 250 kHz. Ribinis dažnis, kai grįžtamojo ryšio varža lygi 250 kΩ yra apie 1 MHz, todėl matuojant ir skaičiuojant optinio imtuvo triukšmus su platesne dažnių juosta duomenų nepateikta. Kai R_f lygus 10 kΩ ir 50 kΩ maksimalios dažnių juostos yra atitinkamai 20 MHz ir 5 MHz.



3.9 pav. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus, kai dažnių juostos plotis lygus 1 MHz, skaičiavimo ir matavimo rezultatai

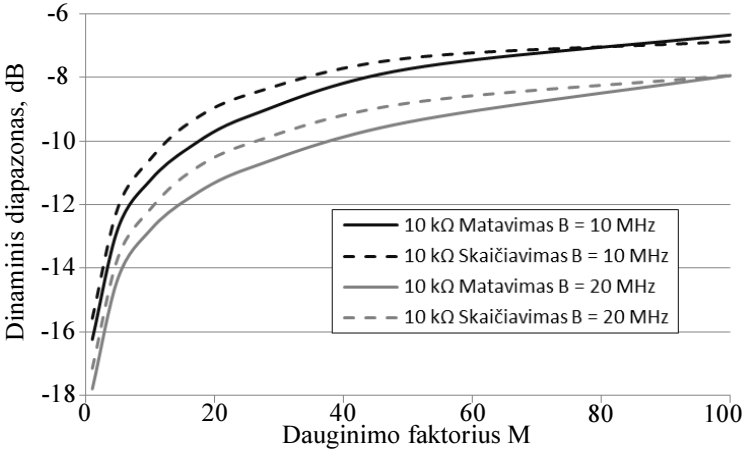
Fig. 3.9. Optical receiver dynamic range dependence on feedback resistance value and photodiode multiplication factor at 1 MHz bandwidth, calculation and measurement results

Kai optinio imtuvo dažnių juosta yra 10 ir 20 MHz, dėl parazitinės talpos vienintelė galima grįžtamojo ryšio varžos vertė yra lygi 10 kΩ. Su abejomis dažnių juostomis dinaminio diapazono charakteristikos yra panašaus pobūdžio, kurių, dėl didelių stiprintuvo ir grįžtamojo ryšio varžos ekvivalentinių įėjimo srovės triukšmų, optimalus dauginimo faktorius ir atitinkamai dinaminio diapazono maksimumas pasiekiamas su didžiausia galima dauginimo faktoriaus verte. Kai dažnių juosta yra 10 MHz paskaičiuotas ir pamatuotas maksimalūs dinaminiai diapazinai yra apytiksliai lygus -7 dB. Kai dažnių juosta yra plačiausia, t. y. 20 MHz pamatuotas ir paskaičiuotas dinaminiai diapazonai sutampa ir lygus -8 dB.



3.10 pav. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus, kai dažnių juostos plotis lygus 5 MHz, skaičiavimo ir matavimo rezultatai

Fig. 3.10. Optical receiver dynamic range dependence on feedback resistance value and photodiode multiplication factor at 5 MHz bandwidth, calculation and measurement results



3.11 pav. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus, kai dažnių juostos plotis lygus 10 ir 20 MHz skaičiavimo ir matavimo rezultatai

Fig. 3.11. Optical receiver dynamic range dependence on feedback resistance value and photodiode multiplication factor at 10 and 20 MHz bandwidths calculation and measurement results

3.3.2. Optinio imtuvo dinaminio diapazono matavimo ir skaičiavimo rezultatų neatitikimo analizė

Pateiktų duomenų analizė rodo, kad skaičiavimo ir matavimo rezultatai yra panašaus pobūdžio, tačiau yra jų tam tikras neatitikimas, parodytas A priede. Jis labiausiai pasireiškia, kai grįžtamojo ryšio varžos vertė yra didžiausia, o dauginimo faktorius mažas. Ši paklaida gali atsirasti dėl išorinio elektromagnetinio triukšmo. Kuo didesnė varža, tuo daugiau triukšminės srovės varžoje sukuria elektromagnetinės bangos. Jeigu šis triukšmas būtų lygus optinio imtuvo triukšmui, kai jo dažnių juosta yra siaura, tarkim 0,1 MHz, o fotodiodo dauginimo faktorius lygus 5 ir grįžtamo ryšio varža lygi 1 MΩ, matytume neatitikimus, panašius į gautus eksperimento metu.

3.5 lentelė. Dinaminio diapazono matavimo ir skaičiavimo rezultatų skirtumas, kai dažnių juosta lygi 0,1 MHz
Table 3.5. Difference between calculated and measured results at 0.1 MHz bandwidth

R_f / M	1000 kΩ	250 kΩ	50 kΩ	10 kΩ
1	-1,70	-0,85	-0,10	-0,41
5	-1,70	-0,87	-0,43	-0,38
10	-1,51	-0,81	-0,48	-0,38
16	-0,92	-0,63	-0,57	-0,50
25	-0,16	-0,26	-0,38	-0,55
50	0,32	0,12	-0,04	-0,25
100	0,05	-0,02	0,12	0,07

Didinant dauginimo faktorių iki optimalios vertės, paskaičiuoto dinaminio diapazono kreivė turi maksimumą, tačiau dėl papildomo triukšmo minėtame taške suminis optinio imtuvo triukšmas yra didesnis nei paskaičiuotas. Todėl pamatuotas dinaminis diapazonas yra mažesnis. Toliau didinant dauginimo faktorių, pamatuotas dinaminis diapazonas didėja, kol fotodiodo triukšmas pasiekia suminio triukšmo vertę, į kuria įskaičiuotas papildomas triukšmų šaltinis. Mažinant grįžtamojo ryšio varžos vertę išorinio triukšmo dedamoji irgi yra mažesnė, todėl neatitikimas tarp matavimo ir skaičiavimo duomenų yra mažesnis. Tikslūs optinio imtuvo dinaminio diapazono skaičiavimo ir matavimo rezultatų neatitikimai, kai dažnių juostos plotis yra 0,1 MHz parodyti 3.5 lentelėje.

Kai dažnių juosta platesnė, optinio imtuvo savieji triukšmai yra didesni, todėl išorinių trukdžių įtaka yra mažesnė. Atitinkamai dinaminio diapazono matavimo ir skaičiavimo rezultatų neatitikimas yra mažesnis (3.6 lentelė).

3.6 lentelė Dinaminio diapazono matavimo ir skaičiavimo rezultatų skirtumas kai dažnių juosta lygi 1 MHz
Table 3.6. Difference between calculated and measured results at 1 MHz bandwidth

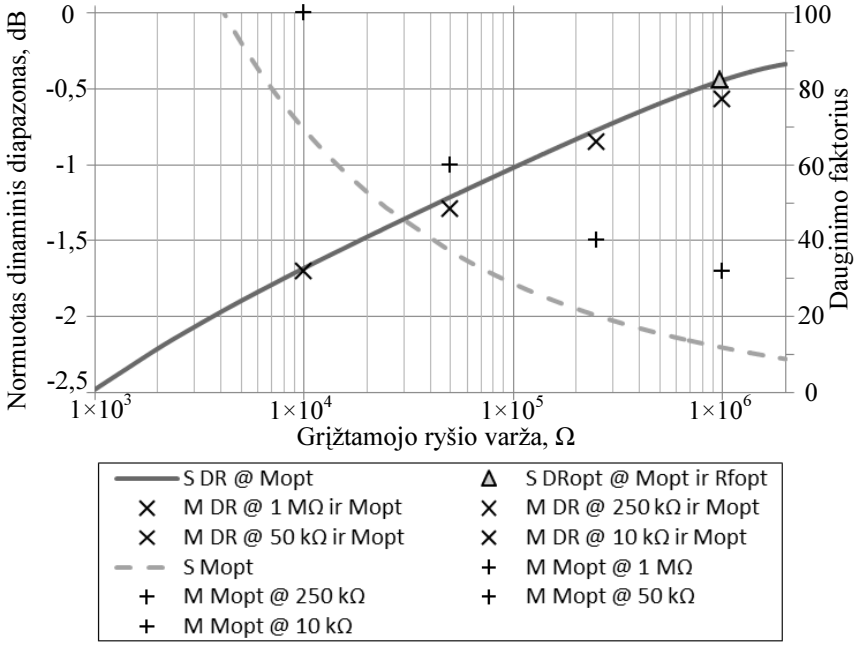
M \ R_f	250 kΩ	50 kΩ	10 kΩ
1	-0,45	-0,20	-0,49
5	-0,52	-0,27	-0,49
10	-0,50	-0,29	-0,33
16	-0,43	-0,39	-0,59
25	-0,02	-0,17	-0,49
50	0,36	0,38	-0,37
100	0,71	0,50	0,44

Neatitikimą gali sąlygoti ir griūtinio fotodiodo triukšmo modelis, kuris neįvertina galimų triukšminių charakteristikų priklausomybės nuo temperatūros variacijų ir kitų reiškinių.

3.4. Optinio imtuvo optimalūs parametrai

3.3 poskyryje buvo parodyti ir palyginti optinio imtuvo triukšmų ir dinaminio diapazono skaičiavimų bei matavimų rezultatai. Šiame poskyryje atlikta šių duomenų analizė siekiant nustatyti skaičiavimo metodikos tinkamumą optimaliems parametrams gauti ir jų duodamus privalumus. 3.12–3.16 paveiksluose yra parodyti optimalių parametrų skaičiavimo ir matavimo rezultatai, kai dažnių juostų diapazonas yra nuo 100 kHz iki 10 MHz. Juose ištisinė linija parodo dinaminio diapazono priklausomybę nuo grįžtamojo ryšio varžos, kai dauginimo faktorius yra optimalus. Brūkšnine linija pažymėta optimalios dauginimo faktoriaus vertės priklausomybė nuo varžos R_f. Trikampiu pažymėtas paskaičiuotas optimalus dinaminis diapazonas. Iš šio taško galima spręsti ir apie optimalią grįžtamojo ryšio varžą bei optimalų dauginimo faktorių. Pamatuotas dinaminis diapazonas, esant skirtingoms grįžtamojo ryšio varžos vertėms ir optimaliam dauginimo faktoriui, parodytas „×“ ženklu. Optimalaus dauginimo faktoriaus duotajai varžai matavimo rezultatai pažymėti „+“ - pliusais. Po paveikslais pa-

teiktuose žymėjimuose pirmos raidės reiškia rezultato tipą: S – skaičiavimo rezultatas, M – matavimo.



3.12 pav. Optinio imtuvo normuoto dinaminio diapazono ir optimalaus dauginimo faktoriaus priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnių juosta lygi 0,1 MHz

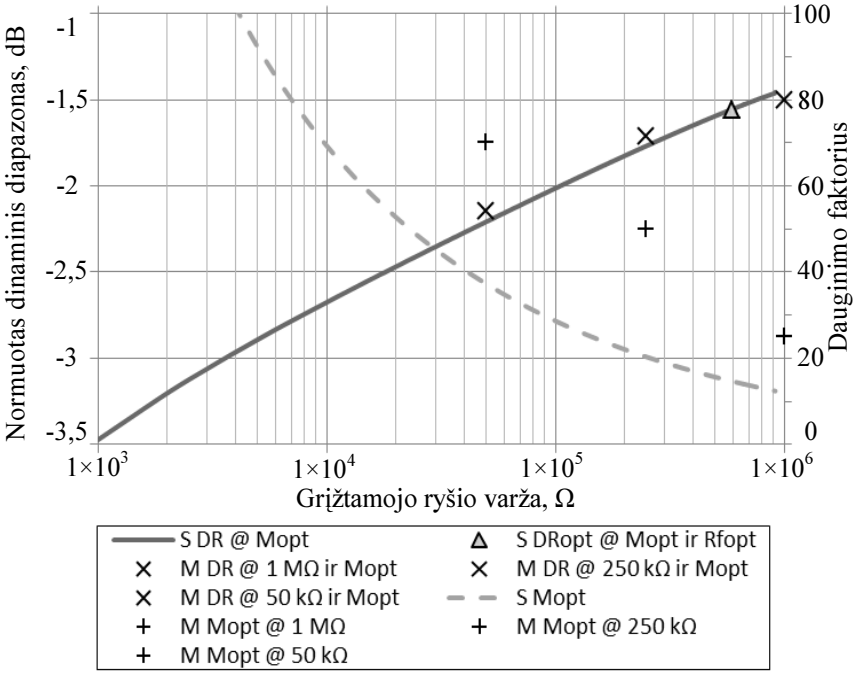
Fig. 3.12. Optical receiver normalized dynamic range and optimal multiplication factor dependence on feedback resistance value measurement and calculation results at 0.1 MHz bandwidth

3.12 paveiksle parodyta optinio imtuvo dinaminio diapazono ir optimalaus dauginimo faktoriaus priklausomybę nuo grįžtamojo ryšio varžos, kai dažnių juostos plotis yra 0,1 MHz. Nepaisant skirtumo tarp matavimo ir skaičiavimo rezultatų, siekiančio 1,7 dB (3.6 pav. ir lentelė 3.5), dinaminio diapazono vertės yra labai panašios esant toms pačioms grįžtamo ryšio varžoms ir optimaliems dauginimo faktoriams. Skirtumas neviršija 0,1 dB. Skiriasi tik optimalus dauginimo faktorius. Skaičiavimo rezultatai rodo, kad 1 MΩ grįžtamojo ryšio varžai optimalus dauginimo faktorius yra lygus 11,6, o matavimo rezultatai rodo, kad esant šiai varžai didžiausias dinaminis diapazonas gaunamas, kai dauginimo faktorius lygus 32. Gautas rezultatas atitinka teoriją. Optimalus dauginimo faktorius pasiekiamas, kai fotodiodo triukšmas susilygina su kitų triukšmų suma. Dėl išorinių elektromagnetinių trukdžių gautas didesnis nei paskaičiuotas suminis

triukšmas lėmė, kad fotodiodo triukšmas susilygino su kitų triukšmų suma esant didesniam dauginimo faktoriui.

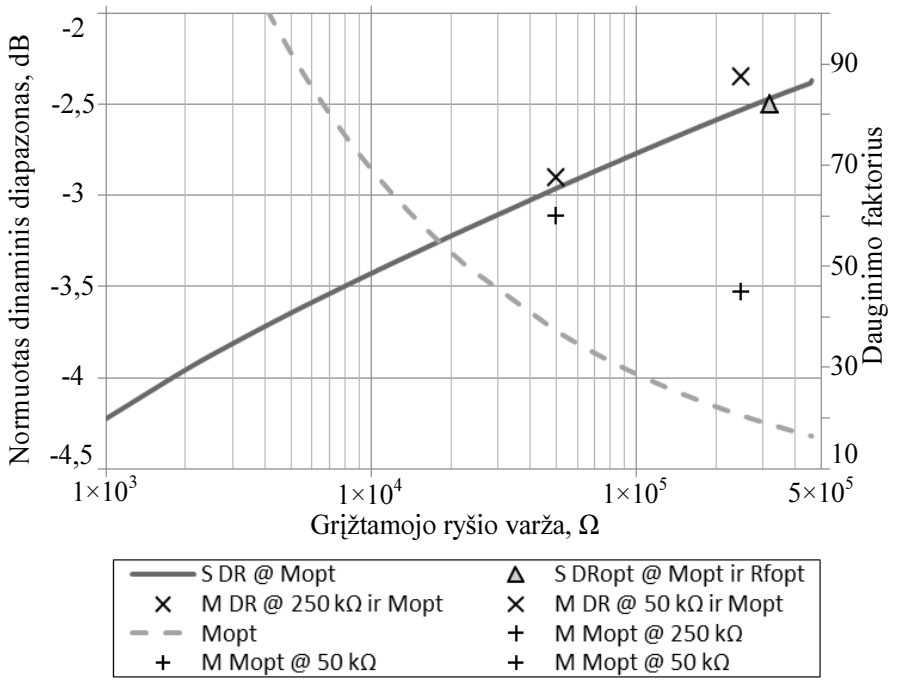
Rezultatai rodo, kad mažinant grįžtamojo ryšio varžą nuo maksimalios 2 MΩ vertės iki optimalios 915 kΩ, dinaminis diapazonas sumažėja 0,1 dB, tačiau R_f mažėja daugiau negu dvigubai.

Panašūs rezultatai gaunami ir esant 0,25 MHz dažnių juostai (3.13 pav.). Dinaminio diapazono skaičiavimo ir matavimo rezultatų skirtumas yra mažesnis už 0,1 dB. Esant paskaičiuotam optimaliam dinaminiam diapazonui R_f vertė yra lygi 592 kΩ, t. y. apie 1,5 karto mažesnė nei maksimali. Kaip ir prieš tai analizuotoje situacijoje pamatuotuose ir paskaičiuotuose rezultatuose skiriasi tik optimalus dauginimo faktorius. Esant 1 MΩ grįžtamojo ryšio varžai paskaičiuotas dauginimo faktorius lygus 12, o pamatuotas 25.



3.13 pav. Optinio imtuvo normuoto dinaminio diapazono ir optimalaus dauginimo faktoriaus priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnių juosta lygi 0,25 MHz

Fig. 3.13. Optical receiver normalized dynamic range and optimal multiplication factor dependence on feedback resistance value measurement and calculation results at 0.25 MHz bandwidth



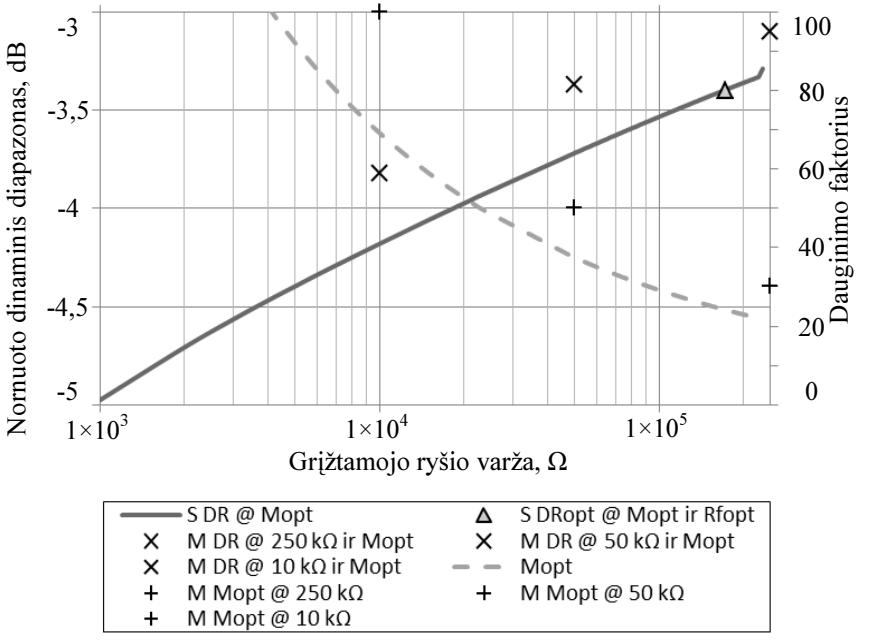
3.14 pav. Optinio imtuvo normuoto dinaminio diapazono ir optimalaus dauginimo faktoriaus priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnių juosta lygi 0,5 MHz

Fig. 3.14. Optical receiver normalized dynamic range and optimal multiplication factor dependence on feedback resistance value measurement and calculation results at 0,5 MHz bandwidth

Rezultatų analizė, kai dažnių juostos plotis yra 0,5 MHz (3.14 pav.) rodo, kad paskaičiuotų ir pamatuotų dinaminio diapazono reikšmių neatitikimas yra didesnis ir siekia 0,15 dB. Padidinus dažnių juostą, iki 1 MHz (3.15 pav.), neatitikimas yra didžiausias, ir siekia 0,23 dB. Abiem atvejais pamatuotus dinaminio diapazono rezultatus galima ekstrapoliuoti į charakteristiką, kuri su nedidele paklaida, iki 0,25 dB, atkartoja skaičiavimo rezultatą. Pamatuotas fotodiodo optimalus dauginimo faktorius didesnis už paskaičiuotąjį apie 2,2 karto. Optimalus dinaminis diapazonas pasiekiamas kai grįžtamojo ryšio varža yra 320 kΩ, kai maksimali galima jos vertė yra 460 kΩ.

Kai dažnių juostos plotis yra 1 MHz optinio imtuvo optimalus dinaminis diapazonas pasiekiamas su 173 kΩ grįžtamojo ryšio varža ir lygus skaičiavimo ir matavimo atvejais atitinkamai 3,4 dB ir 3,17 dB. Optimali grįžtamojo ryšio varžos vertė mažesnė už maksimalią apie 1,4 karto. Pamatuotas optimalus foto-

diodo dauginimo faktorius yra tik 1,3 karto didesnis už paskaičiuotą. Tai parodo mažėjančią išorinių elektromagnetinių trukdžių įtaką.

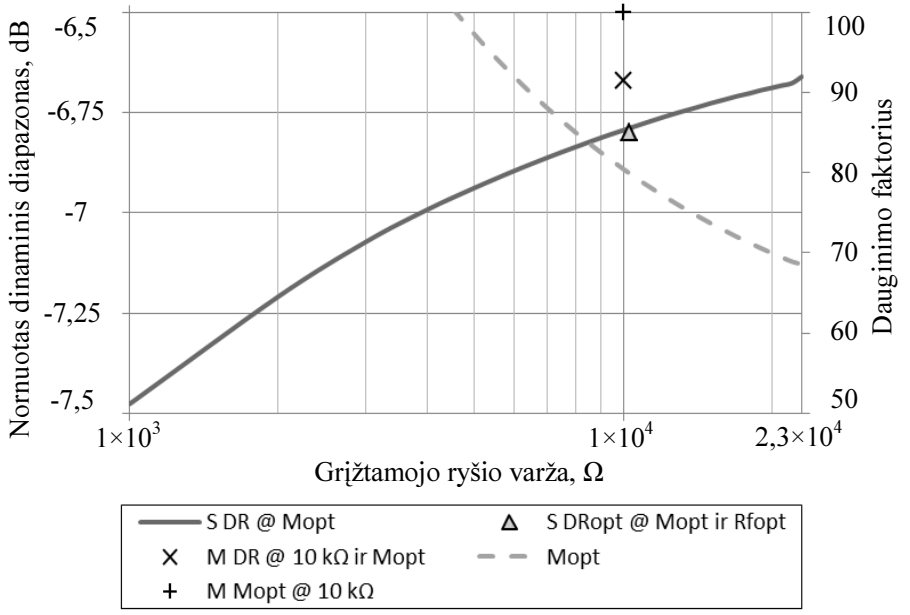


3.15 pav. Optinio imtuvo normuoto dinaminio diapazono ir optimalaus dauginimo faktoriaus priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnių juosta lygi 1 MHz

Fig. 3.15. Optical receiver normalized dynamic range and optimal multiplication factor dependence on feedback resistance value measurement and calculation results at 1 MHz bandwidth

Kai optinio imtuvo dažnių juosta yra 10 MHz (3.16 pav.), skirtumas tarp pamatuoto ir paskaičiuoto optimalaus dinaminio diapazono yra apie 0,1 dB. Optimalus dinaminis diapazonas gaunamas kai grįžtamojo ryšio varža lygi 10,3 kΩ, tai yra 2,2 karto mažiau nei maksimali vertė. Pamatuotas ir paskaičiuotas fotodiodo optimalūs dauginimo faktoriai yra atitinkamai lygūs 100 ir 80.

Poskyrį apibendrina 3.7 lentelė, kurioje pateikti optimalių parametrų matavimo ir skaičiavimo rezultatai ir jų teikiami privalumai. Pirmas stulpelis parodo analizuojamą optinio imtuvo dažnių juostą. Antras ir trečias atitinkamai maksimalią ir optimalią grįžtamojo ryšio varžą, kuriai esant pasiekiamas optimalus dinaminis diapazonas.



3.16 pav. Optinio imtuvo normuoto dinaminio diapazono ir optimalaus dauginimo faktoriaus priklausomybės nuo grįžtamo ryšio varžos matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnių juosta lygi 10 MHz

Fig. 3.16. Optical receiver normalized dynamic range and optimal multiplication factor dependence on feedback resistance value measurement and calculation results at 10 MHz bandwidth

Esant mažiausiai, 0,1 MHz dažnių juostai optimali grįžtamojo ryšio varža yra 2,1 karto mažesnė už didžiausią galimą šiam dažniui. Tai 2,1 karto sumažina stiprinimo koeficientą, sumažinant dinaminį diapazoną tik 0,1 dB, ir 1,7 dB praplečia reflektometro matuojamų signalų diapazoną. Nepaisant didelio skirtumo (iki 3 kartų) tarp paskaičiuoto ir pamatuoto optimalaus dauginimo faktoriaus verčių, didžiausias optimalaus pamatuoto dinaminio diapazono nuokrypis nuo paskaičiuoto yra 0,23 dB. Pamatuotus dinaminio diapazono priklausomybės nuo grįžtamos ryšio varžos, esant optimaliam fotodiodo dauginimo faktoriui, taškus galima ekstrapoliuoti kreive, kurios pobūdis atitinka skaičiavimo rezultatus. Daroma išvadą, kad sukurta optinio imtuvo projektavimo metodika, paremta apibendrintu triukšmų modeliu, leidžia paskaičiuoti optimalius grįžtamojo ryšio varžą ir dinaminį diapazoną ir tinka optinio imtuvo su optimaliais parametrais projektavimui.

3.7 lentelė. Optimalių parametrų skaičiavimo ir matavimo rezultatų apibendrinimas
Table 3.7. Summary of measurement and calculation results of optimal parameters

Dažnių juosta, MHz	Maksimali grįžtamo ryšio varžą, kΩ	Optimali grįžtamo ryšio varža, kΩ	Skirtumas tarp maksimalios ir optimalios R_f	Paskaičiuotas optimalus fotodiodo dauginimo faktorius	Pamatuotas optimalus fotodiodo dauginimo faktorius	Optimalus dinaminis diapazonas
0,1	2000	970	2,1	11,6	32	-0,44
0,25	915	592	1,6	14,7	36	-1,6
0,5	460	320	1,4	19	42	-2,5
1	234	116	2	24	32	-3,4
10	23	12,3	1,9	80	100	-6,7

3.5. Trečiojo skyriaus išvados

Atlikus reflektometrinės sistemos su optiniu imtuvu iš diskrečiųjų elementų projektavimą ir tyrimą, palyginus matavimo ir skaičiavimo rezultatus bei atlikus jų analizę daromos šios išvados:

1. Optinio imtuvo išėjimo įtampos triukšmo skaičiavimo rezultatai rodo, kad esant žemiems dažniams (0,1–1 MHz) beveik visame grįžtamojo ryšio varžos verčių diapazone dominuoja varžos triukšmas, todėl R_f didinimas labiausiai pagerina dinaminį diapazoną.
2. Kai optinio imtuvo dažnių juosta lygi 10 MHz, grįžtamo ryšio varžos ir operacinio stiprintuvo triukšmai yra panašūs, o jų charakteristikos susikerta, kai grįžtamojo ryšio varža lygi 17 kΩ. Kai dominuoja stiprintuvo triukšmas, grįžtamojo ryšio varžos didinimas turi mažą įtaką dinaminiam diapazonui.
3. Optinio imtuvo dinaminio diapazono priklausomybės nuo grįžtamojo ryšio varžos ir fotodiodo dauginimo faktoriaus skaičiavimo bei matavimo rezultatų palyginimas rodo, kad jų pobūdžiai yra panašūs. Didžiausias 1,7 dB skirtumas gaunamas, kai dažnių juosta ir fotodiodo dauginimo faktorius yra mažiausi, o grįžtamojo ryšio varža didžiausia, ir atitinkamai optinio imtuvo savieji triukšmai yra mažiausi. Visų matavimo ir skaičiavimo rezultatų neatitikimų vidurkis nesiekia 0,5 dB.

4. Optinio imtuvo paskaičiuotų ir išmatuotų dinaminių diapazonų su optimaliais fotodiodo dauginimo faktoriais priklausomybės nuo grįžtamojo ryšio varžos analizė rodo, kad jų skirtumų vidurkis yra apie 0,1 dB, o didžiausias skirtumas neviršija 0,23 dB. Tai parodo, kad sukurtas triukšmų modelis leidžia paskaičiuoti optimalų dinaminį diapazoną ir atitinkamai optimalią grįžtamojo ryšio varžą. Pamatuotas optimalus dinaminis diapazonas pasiekiamas esant didesniam fotodiodo dauginimo faktoriui.
5. Suprojektuoto optinio imtuvo optimalus normuotas dinaminis diapazonas, kai dažnių juosta yra 0,1 MHz, lygus -0,44 dB. 0,1–10 MHz dažnių juostų diapazone optimalios grįžtamo ryšio varžų vertės nuo 1,4 iki 2,1 karto mažesnės už maksimalias. Tai atitinkamai tiek pat kartų praplečia matuojamų signalų diapazoną.

4

Pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno projektavimas ir tyrimas

Ketvirtame skyriuje analizuojamas pagal pateiktą optinio imtuvo metodiką suprojektuotas diferencinis pereinamos varžos stiprintuvo integrinis grandynas ir atliekami jo pagrindinių parametrų skaičiavimai. Parodytos triukšminės ir kitos priklausomybės. Skaičiuojami ir analizuojami optinio imtuvo parametrai.

Skyriaus tematika paskelbtas vienas autoriaus straipsnis (Charlamov, Navickas 2013).

4.1. Diferencinio pereinamosios varžos stiprintuvo projektavimas

Kaip jau buvo minėta yra 3 pagrindiniai optinio ryšio kanalo tipai, kuriems reikia optimizuoti laiko srities optinę reflektometrinę sistemą. Pirmas – tiesioginis tarppunktis kanalas, pavyzdžiui, tarp galutinio vartotojo ir paskirstymo stoties. Tokio kanalo ilgis būna iki kelių metrų, todėl reikalinga trumpiausia reflektometro nejautrumo zona ir atitinkamai didžiausia optinio imtuvo dažnių juosta.

Antras – pasyvieji optiniai tinklai, kur dėl šakotuvų didelio dalybos koeficiento, matavimams reikia aukštesnio dinaminio diapazono. Kadangi dalybos koeficientas ir atitinkamai reikalaujamas optinio reflektometro dinaminis diapazonas yra žinomi, reikia siekti trumpiausios nejautrumo zonos. Įvertinant, kad šio tipo tinklai būna su skirtingais optiniais šakotuvais ir signalo slopinimu, jų matavimams reikia kelių dažnių juostų su optimaliu dinaminiu diapazonu. Trečias – tolimojo ryšio optiniai kanalai, kurių matavimams reikalaujamas kuo didesnis reflektometro dinaminis diapazonas.

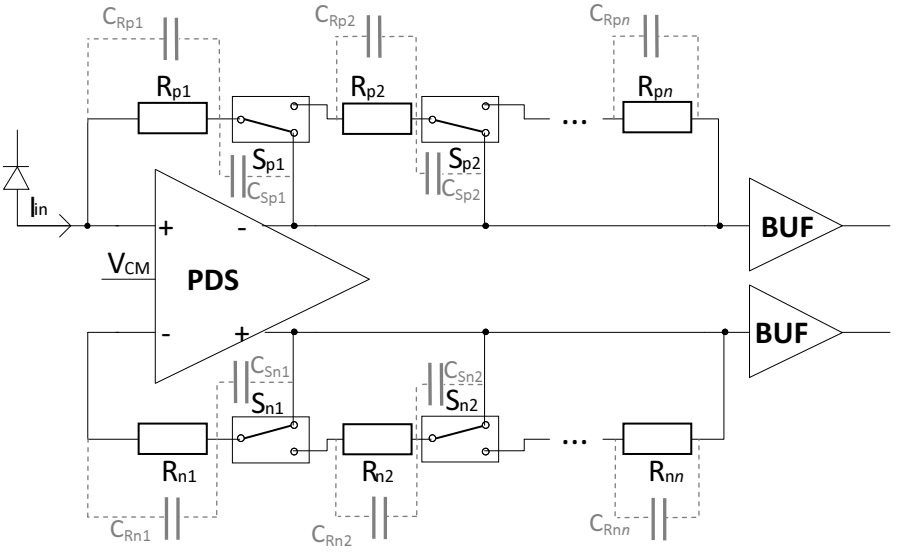
Todėl, norint suprojektuoti reflektometrinę sistemą, optimizuotą visų optinių kanalų tipų matavimams, optinio imtuvo pereinamos varžos stiprintuvas turi būti su kintama grįžtamo ryšio varža, o perjungiamų varžų skaičius turi užtikrinti kuo tolygesnį reikiamų varžų diapazono padengimą. Tolygesnis varžų diapazono perjungimas užtikrins galimybę pasirinkti varžą artimesnę optimaliai ir pasiekti geresnį dinaminį diapazoną. Reikalaujamas dažnių juostų diapazonas yra nuo 0,1 MHz iki 100 MHz. Siekiant užtikrinti atsparumą išoriniam elektromagnetiniam triukšmui reikalaujama diferencinė pereinamos varžos stiprintuvo struktūra. Skaičiavimams ir projektavimui naudojama AMS 0,35 μm KMOP technologija. Modeliavimai atlikti su Cadence programų paketu.

4.1.1. Diferencinio pereinamosios varžos stiprintuvo struktūros parinkimas

Pirmasis stiprintuvo projektavimo žingsnis yra jo tipo ir struktūros parinkimas. Analizuojamas stiprintuvo tipas yra pereinamosios varžos stiprintuvas su lygiagrečiąja grįžtamojo ryšio varža. PVS struktūra parodyta 4.1 paveiksle, ir susideda iš pilnai diferencinio stiprintuvo (PDS), dviejų, teigiamos ir neigiamos grįžtamo ryšio grandinių, kurios atitinkamai sudaro nuosekliai jungiami rezistoriai R_{px} ir R_{nx}. Grįžtamo ryšio rezistoriams komutuoti naudojami raktai S_{px} ir S_{nx}, kurie jungia grįžtamo ryšio rezistorių poras R_{p1} ir R_{n1} prie išėjimo, arba prie sekančių rezistorių poros R_{p2} ir R_{n2}, taip didindami stiprinimo koeficientą.

Šios struktūros privalumas yra didesnė grįžtamojo ryšio rezistorių ir raktų parazitinių talpų izoliacija nuo įėjimo. Kai raktais S_{p1} ir S_{n1} pirmieji rezistoriai R_{p1} ir R_{n1} pajungti prie išėjimo, pereinamos varžos stiprintuvo dažnių juostą riboja teigiamos ir neigiamos grįžtamojo ryšio šakų poliai f_{p1} ir f_{n1}, kuriuos sukuria rezistorių poros R_{p1} ir R_{n1}, jų parazitinės talpos C_{Rp1} ir C_{Rn1}, ir pirmų raktų poros parazitinės talpos C_{Sn1} ir C_{Sn2}. Kadangi PVS yra simetriška grandinė polių įtaka dažnių juostai yra vienoda, o kiekvienas polius yra lygus $f_p = 1/2\pi R_{p1}(C_{Rp1}+C_{Sp1})$. Likusių varžų ir raktų parazitinių talpų suma $C_{\square}$ yra išėjimo apkrova. Todėl, pilnai diferencinio įtampos stiprintuvo išėjimo varža R_{OUT}, kuri priklauso nuo išėjimo tranzistorių dydžio, turi būti didele, kad būtų tenkinama sąlyga: $1/2\pi R_f C_f << 1/2\pi R_{OUT} C_{\square}$. 4.1 paveiksle pavaizduotoje PVS

struktūroje dažnių juostą lemia tik rezistoriai ir raktai, bei jų parazitinės talpos, kurie nustato stiprinimo koeficientą. Kitų elementų parazitinės talpos apkrauna išėjimą ir dažnių juostos neįtakoja.

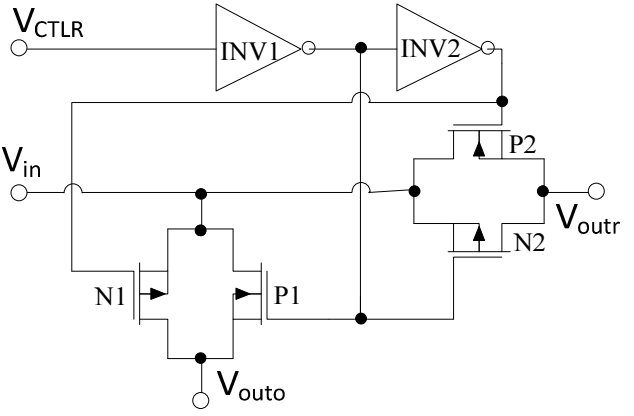


4.1 pav. Pereinamos varžos stiprintuvo struktūra, realizuota integriniame grandyne
Fig. 4.1. Transimpedance amplifier structure realized in integrated circuit

Po pereinamos varžos stiprintuvo sekančių komponentų, pavyzdžiui, analoginio skaičiaus keitiklio, apkrovos varžos ir talpos turi įtaką jo stiprinimo koeficientui ir kitiems parametrams, todėl siekiant izoliuoti išėjimą nuo apkrovos naudojamas išėjimo buferis (BUF).

4.1.2. Grįžtamojo ryšio rezistorių komutavimo raktas

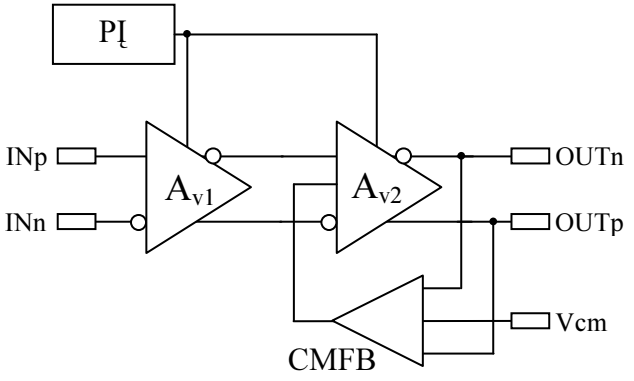
Projektuojant grįžtamojo ryšio varžų komutavimo schemą kaip jungiamieji elementai buvo parinkti perdavimo loginiai ventiliai N1 ir P1 bei N2 ir P2 (4.2 pav.). Galimi du rakto būviai, kai įėjimas V_{in} perjungiamas prie V_{outo} arba prie V_{outr} išėjimo. Loginiams perdavimo ventiliams valdyti ir siekiant sumažinti iš išorinio valdymo signalo ateinantį triukšmą panaudoti du inverteriai. Suprojektuoto rakto pralaidumo juosta lygi 1,2 GHz, todėl optinio imtuvo dažnių juostos neriboja.



4.2 pav. Grįžtamojo ryšio varžų komutavimo rakto principinė elektrinė schema
Fig. 4.2. Feedback resistors switch electrical schematic

4.1.3. Diferencinis įtampos stiprintuvas

Pagrindinis pereinamos varžos stiprintuvo (4.1 pav.) blokas yra diferencinis įtampos stiprintuvas. Jis susideda iš dviejų stiprinimo pakopų A_{v1} ir A_{v2}, stabilizuoto priešįtampio šaltinio PĮ, skirto stiprintuvo srovėms nustatyti, ir išėjimo sinfazinės grįžtamojo ryšio grandinės CMFB. Jo blokinė schema parodyta 4.3 paveiksle.



4.3 pav. Diferencinio stiprintuvo blokinė schema
Fig. 4.3. Fully differential amplifier block schematic

Pirmasis, diferenciniam stiprintuvui ir jo dažnių juostai, keliamas reikalavimas kyla iš valdymo teorijos ir reflektometrinių matavimų pobūdžio. Matuojant nejautrumo zoną, kaip parodyta 2.2 poskyryje, įvykio pabaiga laikomas taškas, kurio lygis 0,5 dB skiriasi nuo vidutinio šviesos sklaidos lygio. Todėl, bet kokie matuojamo signalo perviršiai gali pabloginti nejautrumo zonos ilgio matavimo rezultatą. Iš čia kyla optinio imtuvo nulinių perviršių reikalavimas. Valdymo teorijoje procentais išreikštas perviršis *P.O.* skaičiuojamas pagal formulę (Dorf, Bishop 1998):

$$P.O. = 100e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}}, \tag{4.1}$$

čia ξ yra slopinimo faktorius. Nustatant ξ lygiam vienetui duoda *P.O.* lygiam nuliui, t. y. signalą be perviršių. Jeigu PVS laikysime antrosios eilės grandine, kur grįžtamo ryšio polius yra dominuojantis ($f_d = 1/2\pi\, R_f\, C_f$), o antrą, nedominuojantį polių sukuria įtampos stiprintuvas ($f_{nd} = 1/2\pi R_{out} C_{out}$), galioja tokia nulinių perviršių sąlyga:

$$\frac{1}{R_{out}C_{out}} = 4\zeta^2 \frac{1}{R_f C_f}. \tag{4.2}$$

Iš pastarosios išraiškos seka išvada, kad norint realizuoti PVS be perviršių, įtampos stiprintuvo vienetinio stiprinimo dažnis turi būti bent 4 kartus didesnis už maksimalų reikalaujamą pereinamos varžios stiprintuvo dažnį (Hermans, Seyaert 2010).

Pagal antrajame skyriuje sudarytą optinio imtuvo triukšmų modelį, triukšmų minimumas pasiekiamas kai PVS įėjimo tranzistoriaus talpa yra lygi detektoriaus talpai. Kaip optinio imtuvo detektorius naudojamas griūtinis fotodiodas, kurio parametrai pateikti 3.4 lentelėje. Jo talpa yra lygi 0,35 pF. Atitinkamai ir tranzistoriaus reikalaujama užtūros talpa C_T yra 0,35 pF.

Skaičiuojant tranzistoriaus matmenis, iš pradžių parenkamas jo ilgis. Šiame darbe jis lygus 700 nm. Toks pasirinkimas suteikia didesnį atsparumą integrinio grandyno gamybos metu atsirandančioms tranzistoriaus parametrų variacijoms. Tada apskaičiuojama použtūrinio oksido talpa ploto vienetui C_{ox}:

$$C_{ox} = \frac{\xi_0 \cdot \xi_r}{t_{ox}}, \tag{4.3}$$

čia $\xi_0 = 8{,}854\times10^{-12}$ F/m – yra vakuumo dielektrinė konstanta, $\xi_0 = 3{,}9$ – silicio dioksido santykinė dielektrinė skvarba, $t_{ox} = 7{,}6$ nm – silicio dioksido storis.

Kai tranzistoriaus ilgis yra 700 nm, jo plotis apskaičiuojamas pagal formulę:

$$W = \frac{C_T}{C_{ox} \cdot L} \approx 110\ \mu\text{m}. \tag{4.4}$$

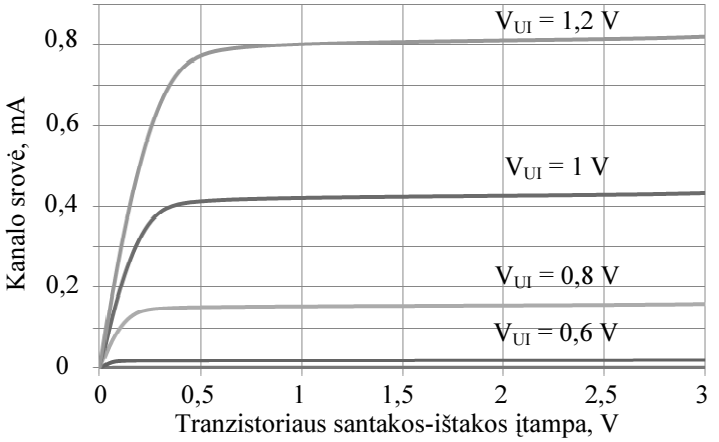
Nustačius dažnių juostos reikalavimus ir žinant įėjimo tranzistorių matmenis, apskaičiuojama stiprintuvo priešįtampio srovė. Tam atliekama pirmos ir antros diferencinio stiprintuvo pakopų analizė, kurių principinė elektrinė schema parodyta 4.5 paveiksle.

Diferencinio stiprintuvo vienetinio stiprinimo dažnis (*VSD*) apytiksliai apskaičiuojamas pagal (Sansen 2006):

$$VSD = g_m/2\pi C_L, \tag{4.5}$$

čia g_m – įėjimo tranzistoriaus statumas, C_L – talpinė apkrova.

Pirmą stiprintuvo pakopą apkrauna antrosios pakopos įėjimo tranzistorių P9 ir P10 (4.5 pav.) talpos tarp užtūros ir kanalo. Šių tranzistorių plotis ir ilgis atitinkamai lygūs 90 µm ir 0,35 µm, o talpa yra lygi apie 150 fF. Nustačius siekiamą diferencinio stiprintuvo vienetinio stiprinimo dažnį 800 MHz, skaičiuojamas jo įėjimo tranzistoriaus reikalaujamas statumas, kuris lygus 0,8 mΩ.

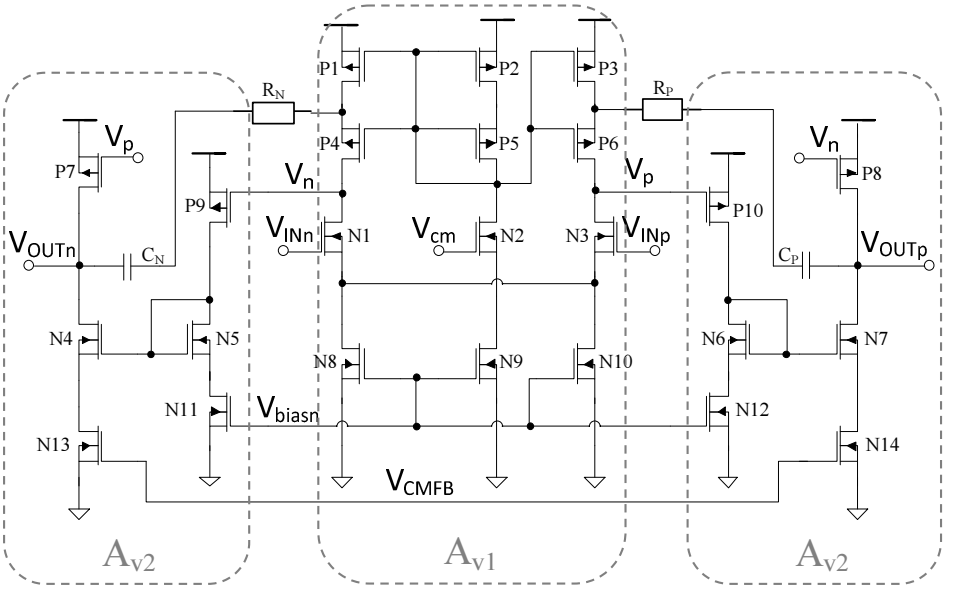


4.4 pav Diferencinio stiprintuvo įėjimo NMOP tranzistoriaus išėjimo charakteristikos kai jo plotis ir ilgis atitinkamai yra 110/0,7 µm
Fig. 4.4. Differential amplifier input NMOS transistor output characteristics (W/L = 110/0.7 µm)

Žinant tranzistoriaus matmenis iš jo išėjimo charakteristikos (4.4 pav.) nustatyta, kad reikalaujamas statumas gaunamas kai kanalu teka apie 110 µA srovė.

Kaip srovės šaltiniai diferenciniame stiprintuve naudojami tranzistoriai N8–N12 (4.5 pav.). Minėtų tranzistorių plotis ir ilgis parenkamas atitinkamai 20 µm ir 0,7 µm. Kadangi naudojamos KMOP technologijos skylių judrumas, kuris lygus 126 $cm^2/V{\cdot}s$ yra 3 kartus mažesnis už elektronų judrumą

(370 $cm^2/V{\cdot}s$), vienos šakos PMOP tranzistorių plotis nustatomas 3 kartus didesnis už NMOP, kas rezultate duoda vienodą jų statumą. Todėl tranzistorių P9 ir P10 ilgis lygus 0,7 µm, ir plotis 60 µm. Tranzistorių poros P1 ir P4, P2 ir P5, bei P3 ir P6 atitinka PMOP tranzistoriams, tik jie yra išskaidyti į poras, kad R_N ir C_N bei R_P ir C_P grandinėmis įvesti į diferencinio stiprintuvo perdavimo charakteristiką papildomą polių ir užtikrinti stabilumą. Šių tranzistorių pločiai ir ilgiai atitinkamai lygus 120 µm ir 0,7 µm.



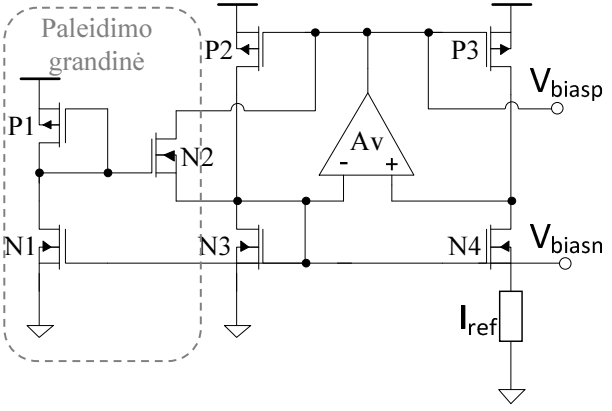
4.5 pav. Diferencinio stiprintuvo principinė elektrinė schema
Fig. 4.5. Fully differential amplifier electrical schematics

Tranzistorių N8–N12 srovems nustatyti reikalingas priešįtampio šaltinis. Tam tikslui suprojektuota schema veikianti β daugintuvo pagrindu (4.6 pav.), generuojanti V_{biasn} ir V_{biasp} priešįtampius atitinkamai NMOP ir PMOP tranzistoriams, kad kanalu tekanti srovė kuo mažiau priklausytų nuo maitinimo įtampos variacijų. Šioje schemoje tranzistoriai P2 ir P3 užtikrina, kad abiejose šakose tekančios srovės yra lygios. Stiprintuvas A_V užtikrina, kad jo įėjimuose įtampos yra lygios. Ši schema naudoja teigiamą grįžtamą ryšį, todėl būtina stabilumo sąlyga yra mažesnis už vienetą stiprintuvo A_V stiprinimo koeficientas. Tranzistoriaus N4 plotis parenkamas 5 kartus didesnis už N3. Dėl to per pastaruosius tranzistorius teka vienoda srovė, nors N4 tranzistoriaus užtūros-ištakos įtampa

dėl rezistoriaus yra mažesnė. Ši grandinė dar vadinama pastovaus statumo, nes joje statumą lemia rezistoriaus vertė ($g_m = 1/R$), o tai reiškia, kad generuojamas priešįtampis nepriklauso nuo gamybos proceso sukeltų tranzistorių parametrų variacijų (Baker 2010).

4.1 lentelė. Diferencinio stiprintuvo tranzistorių pločiai ir ilgiai
Table 4.1. Differential amplifier transistor dimensions

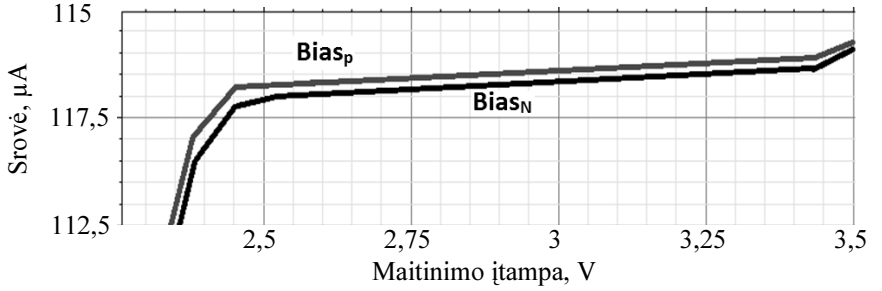
Tranzistoriai	Plotis, µm	Ilgis, µm
N1–N3	110	0,7
N4, N7	30	0,35
N5–N6	10	0,35
N8–N12	20	0,7
N13–N14	100	0,35
P1–P6	120	0,7
P7–P8	90	0,35
P9–P10	30	0,35



4.6 pav. Stabilizuoto priešįtampių šaltinio principinė elektrinė schema
Fig. 4.6. Stabilized bias voltage generator electrical schematics

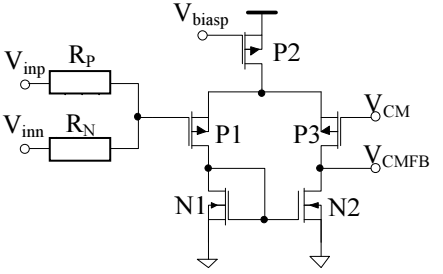
Ši grandinė turi automatinį priešįtampį, todėl galimi du veikos būviai. Pirmas, kai teka nustatytoji srovė, ir antras, kai srovė lygi nuliui. Kadangi pagei-

dautinas tik vienas, naudojama paleidimo grandinė susidedanti iš trijų tranzistorių N1, N2, ir P1. Kai grandinė yra antrajame būvyje, įtampa V_{biasn} lygi nuliui. Tai priverčia tranzistorių N1 užsidaryti. Tada P1 užtūros ir santakos įtampa kyla, atidarydama tranzistorių N2. Pastarasis tranzistorius veikia kaip varža tarp V_{biasn} ir V_{biasp} įtampų ir mažina tranzistorių P2 ir P3 užtūrų įtampas, dėl ko pastarieji tranzistoriai atsidaro, pro juos pradeda tekėti srovė, kuri savo ruožtu kelia N3 ir N4 tranzistorių užtūrų įtampas, ir visa grandinė pradeda veikti norimame režime.



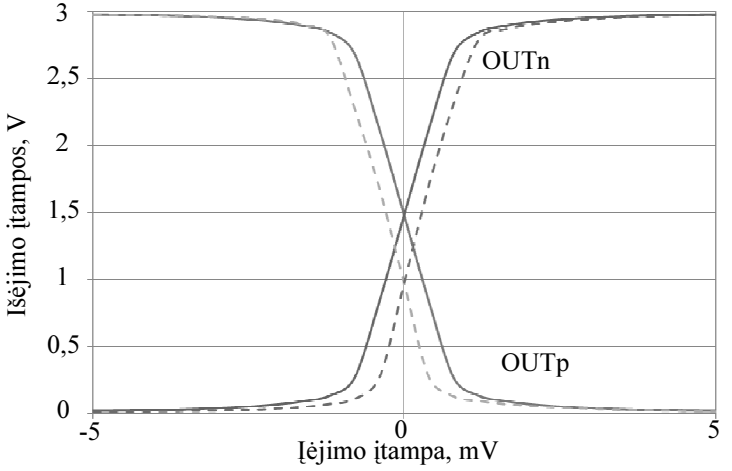
4.7 pav. PMOP ir NMOP tranzistorių kanalo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos
Fig. 4.7. PMOS and NMOS transistors channel current dependence on supply voltage

Kai rezistoriaus varža lygi 1050 Ω, grandinė generuoja reikiamą priešįtampį. NMOP ir PMOP tranzistorių su sugeneruotu priešįtampiu srovių priklausomybių nuo maitinimo įtampos modeliavimo rezultatai pateikti 4.7 paveiksle. Rezultatai rodo, kad sugeneruotos srovės yra apytiksliai lygios ir esant 3 V maitinimo įtampai tranzistorių kanalų srovės yra 116 µA. Schemos generuojama srovė yra stabili kai maitinimo įtampa kinta nuo 2,5 iki 3,5 V, o priklausomybė nuo maitinimo įtampos variacijų šiame įtampų ruože yra 0,6 µA/V.



4.8 pav. Sinfazinio grįžtamojo ryšio grandinės principinė elektrinė schema
Fig. 4.8. Common mode feedback circuit electrical schematics

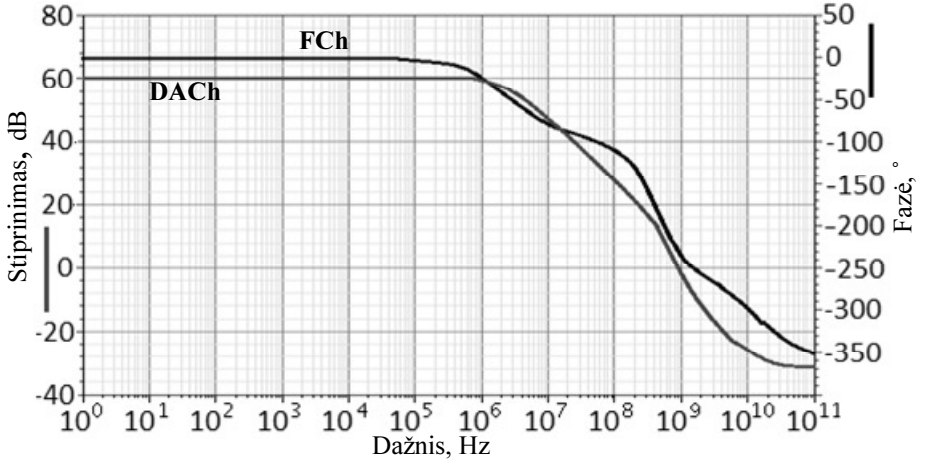
Priklausomai nuo naudojamos KMOP technologijos, integrinių grandynų maitinimo įtampa kinta plačiuose rėžiuose. Šiais laikais analoginėje elektronikoje ji dažniausiai būna 1,8 V arba 3 V. Analoginių skaitmeninių keitiklių įėjimo sinfazinės įtampos būna lygios pusei maitinimo įtampos. Todėl, siekiant suderinti optinį imtuvą su keitikliais, reikalinga sinfazinė grįžtamojo ryšio grandinė, kurios principinė elektrinė schema parodyta 4.8 paveiksle. Rezistoriai R_N ir R_P yra skirti gauti diferencinio stiprintuvo išėjimo signalų V_{OUTn} ir V_{OUTp} vidurkį ir lyginant su užduotuoju atraminiu lygiu V_{CM} nustatyti diferencinio stiprintuvo išėjimo signalo sinfazinę įtampą. Tranzistoriai N1, N2, P1 ir P2 sudaro stiprintuvą, kurio išėjime generuojama korekcijos įtampa $V_{CMFB,}$ valdanti diferencinio stiprintuvo išėjimo pakopos tranzistorius N13 ir N14, kurie nustato išėjimo sinfazinę įtampą.



4.9 pav. Diferencinio stiprintuvo teigiamo ir neigiamo išėjimo signalų kitimo ribos, kai sinfazinę įtampa lygi 1,5 V ir 0,9 V (brūkšninės linijos)
Fig. 4.9. Differential amplifier output signal span when output common mode voltage equal to 1.5 V and 0.9 V (dashed lines)

4.9 paveiksle parodyta diferencinio stiprintuvo išėjimo įtampos priklausomybė nuo įėjimo įtampos, kai išėjimo sinfazinė įtampa lygi 1,5 V ir 0,9 V. Išėjimo įtampa nuo 300 mV iki 2,7 V kinta tiesiškai.

Dažninių ir fazinių amplitudžių charakteristikos pateiktos 4.10 paveiksle rodo, kad stiprintuvo vienetinio stiprinimo dažnis lygus 900 MHz, o fazės atsarga lygi 52˚. Žemų dažnių įtampos stiprinimo koeficientas lygus 60 dB.



4.10 pav. Diferencinio stiprintuvo dažninė ir fazinė amplitudinės charalteristikos
Fig. 4.10. Fully differential amplifier gain and phase frequency responses

Atlikus stiprintuvo srovės suvartojimo modeliavimą, nustatyta, kad ji yra apie 4 mA, kai maitinimo įtampa lygi 3 V.

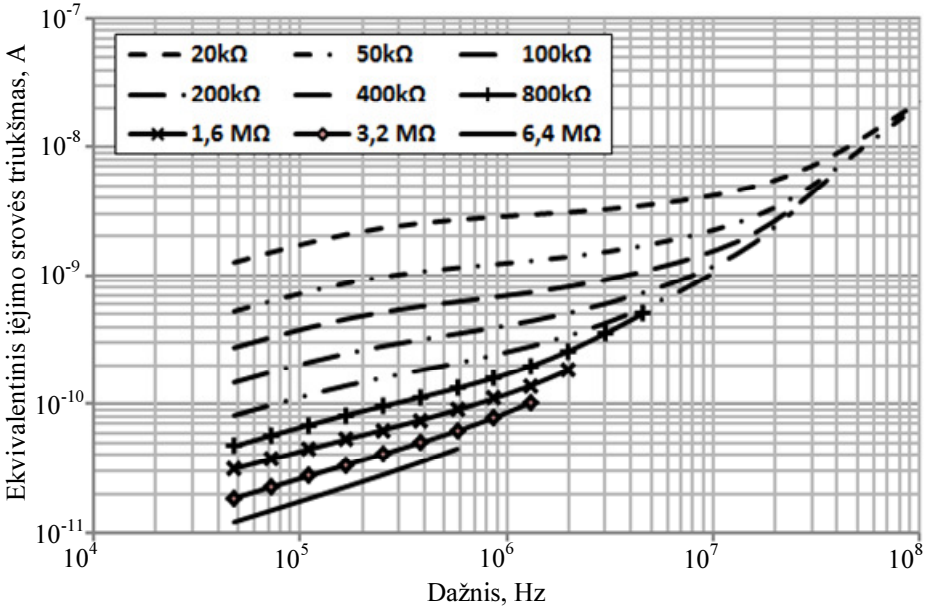
4.2. Optinio imtuvo triukšmų modeliavimas ir optimalių parametrų skaičiavimas

Šiame poskyryje pateikti diferencinio pereinamos varžos stiprintuvo ir jo pagrindu sudaryto optinio imtuvo skaičiavimo ir modeliavimo rezultatai. Skaičiavimams ir projektavimui buvo taikoma AMS 0,35 µm KMOP technologija.

Siekiant nustatyti optimalius optinio imtuvo parametrus iš pradžių buvo atliktas triukšmo modeliavimas ir skaičiavimas, kai grįžtamojo ryšio varža buvo keičiama nuo 20 kΩ iki 6,4 MΩ. Remiantis gautais rezultatais, paskaičiuota optimalios grįžtamojo ryšio varžos priklausomybė nuo dažnių juostos. Suskaičiuotas optimalus fotodiodo dauginimo faktorius ir gautas normuotas dinaminis diapazonas, o iš jo nustatytos optimalios grįžtamo ryšio varžos.

4.2.1. Pereinamos varžos stiprintuvo triukšmo modeliavimas

Prieš atliekant pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno topologijos projektavimą reikia nustatyti optimalias grįžtamojo ryšio varžas.



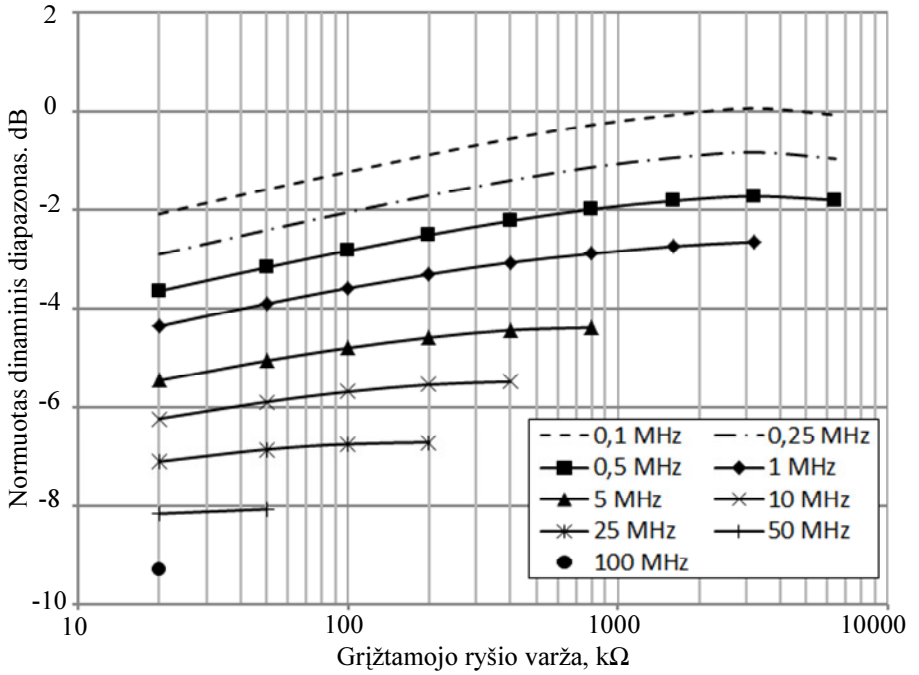
4.11 pav. Ekvivalentinio įėjimo srovės triukšmo priklausomybė nuo dažnių juostos esant skirtingoms grįžtamojo ryšio varžoms
Fig. 4.11. Equivalent input current noise dependence on. bandwidth for various feedback resistance values

Tam atliktas įėjimo ekvivalentinės srovės triukšmo priklausomybės nuo dažnių juostos, esant skirtingoms grįžtamo ryšio varžoms, modeliavimas (4.11 pav.). Šių charakteristikų skaičiavimai apriboti maksimalia dažnių juosta duotajai grįžtamo ryšio varžai.

Rezultatai rodo, kad esant žemiems dažniams ekvivalentinis įėjimo srovės triukšmas priklauso nuo grįžtamojo ryšio varžos vertės ir yra proporcingas pastarajai. Didėjat dažniui, nuo 10 MHz, stiprintuvo triukšmas turi vis didesnę įtaką, todėl triukšminės charakteristikos suartėja.

4.2.2. Optinio imtuvo optimalaus fotodiodo dauginimo faktoriaus ir normuoto dinaminio diapazono skaičiavimas

Turint pereinamos varžos stiprintuvo triukšmines charakteristikas pagal (2.55) formulę apskaičiuojamas griūtinio fotodiodo optimalus dauginimo faktorius ir optinio imtuvo normuotas dinaminis diapazonas. Skaičiavimai apriboti duotajai dažnių juostai maksimalia galima grįžtamojo ryšio varža.



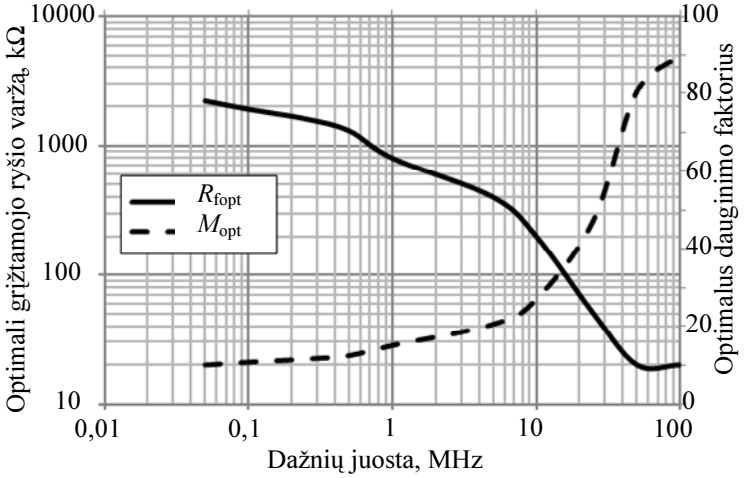
4.12 pav. Normuoto dinaminio diapazono priklausomybė grįžtamojo ryšio varžos esant skirtingoms dažnių juostoms ir optimaliam fotodiodo dauginimo faktoriui
Fig. 4.12. Normalized dynamic range dependence on feedback resistance with optimal photodiode multiplication factor with different bandwidths

Skaičiavimo rezultatai pateikti 4.12 paveiksle. Esant siaurai, 100 kHz dažnių juostai, maksimali grįžtamojo ryšio varža didesnė už 6,4 MΩ, tačiau dinaminio diapazono kreivė pasiekia maksimumą ties 3,2 MΩ varža. Optimali grįžtamojo ryšio varžos vertė šiai dažnių juostai gaunama ties 1,9 MΩ. Panašūs rezultatai gaunami, kol dažnių juosta nepasiekia 1 MHz. Kai dažnių juostų diapazonas yra nuo 1 MHz iki 10 MHz, dinaminio diapazono kreives turi kvadratinės šaknies priklausomybę nuo grįžtamo ryšio varžos ir pasiekia maksimumą ties maksimalia grįžtamo ryšio varžos verte.

Kai dažnių juosta yra platesnė, suminį triukšmą lemia įtampos stiprintuvo triukšmas, todėl dinaminio diapazono priklausomybė nuo dažnių juostos yra artimesnė tiesinei.

4.2.3. Optinio imtuvo optimalaus dinaminio diapazono ir optimalios grįžtamo ryšio varžos skaičiavimas

Optimalios grįžtamojo ryšio varžos ir optimalaus dauginimo faktoriaus priklausomybės nuo dažnių juostos pločio skaičiavimo rezultatai pateikti 4.13 paveiksle parodyta, kad optimali grįžtamo ryšio varžos vertė kinta nuo 1,9 MΩ esant 100 kHz dažnių juostai iki 20 kΩ. Optimalus dauginimo faktorius kinta nuo 10 iki 90.



4.13 pav. Optimalios grįžtamojo ryšio varžos ir griūtinio fotodiodo dauginimo faktoriaus priklausomybės nuo dažnių juostos
Fig. 4.13. Optimal feedback resistance and photodiode multiplication factor dependence on bandwidth calculation results

Lentelė 4.2 apibendrina optinio imtuvo parametrų skaičiavimo rezultatus. Joje nurodyta maksimali grįžtamo ryšio varžos vertė gaunama, kai dinaminis diapozonas maksimalus. 4.12 paveiksle parodyta, kad kai dažnių juostų diapazonas yra 0,1–1 MHz, maksimalus dinaminis diapazonas pasiekiamas esant 3,2 MΩ grįžtamo ryšio varžai. Platėjant dažnių juostai grįžtamo ryšio varžos vertę pradeda riboti pereinamos varžos stiprintuvo grįžtamo ryšio polius. Todėl maksimalus dinaminis diapazonas gaunamas, kai grįžtamojo ryšio varža maksimali. Didžiausia -0,1 dB normuoto dinaminio diapazono vertė pasiekiama, kai dažnių juosta lygi 100 kHz. Optimali grįžtamo ryšio varža iki 3,1 karto mažesnė už maksimalią, o tai atitinkamai lemia tiek pat kartų platesnį matuojamų signalų diapazoną.

4.2 lentelė Optinio imtuvo su pereinamos varžos stiprintuvo integriniu grandynu paskaičiuoti optimalūs parametrai
Table 4.2. Calculated optimal parameters of optical receiver based on transimpedance amplifier integrated circuit

Dažnių juosta, MHz	Maksimali grįžtamo ryšio varžą, kΩ	Optimali grįžtamo ryšio varža, kΩ	Skirtumas tarp maksimalios ir optimalios grįžtamo ryšio varžos	Optimalus fotodiodo dauginimo faktorius	Optimalus dinaminis diapazonas, dB
0,1	3200	1900	1,7	17,1	-0,1
0,25	3200	1600	2	16,2	-0,9
0,5	3200	1300	2,5	15,8	-1,8
1	3200	1200	2,7	15	-2,8
5	800	300	2,7	20,4	-4,4
10	400	200	2	27	-5,5
25	200	65	3,1	47,5	-6,8
50	50	20	2,5	80,5	-8,2
100	20	20	0	90	-9,3

Parenkant pereinamos varžos stiprintuvo grįžtamojo ryšio varžų skaičių ir vertes buvo vertintos ne tik optimalios vertės, bet ir parazitinės talpos bei plotas luste. Kaip kompromisas tarp šių parametrų parinkta maksimali grįžtamo ryšio varža yra 800 kΩ, minimali – 20 kΩ, varžų skaičius – 6. Detalesnis pasirinkimo paaiškinimas pateikiamas kito poskyrio pabaigoje. Atsižvelgiant į pasirinktą pereinamos varžos stiprintuvo struktūrą ir siekiant tolygiai paskirstyti varžų vertes per visą užduotą diapazoną, parinktos varžos yra: 20 kΩ, 30 kΩ, 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 400 kΩ. Komutuojant gaunamos grįžtamo ryšio varžų vertes yra: 20 kΩ, 50 kΩ, 100 kΩ, 200 kΩ, 400 kΩ, 800 kΩ.

4.2.4. Pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno topologijos projektavimas

Nustačius grįžtamo ryšio varžas visi schemos elementai yra žinomi, todėl galima atlikti topologijos projektavimą. Projektavimui naudojama AMS 0,35 µm KMOP technologija ir C35B3C3 procesas. Jame sujungimams naudojami 3 metalų sluoksniai, o lusto auginimui naudojama 18 kaukių. Šis procesas leidžia

naudoti aukštos įtampos lauko tranzistorius, polisilicio-dielektriko-polisilicio talpas ir didelės varžos polisilicio rezistorius.

Naudojamos technologijos ir proceso pagrindiniai parametrai duoti 4.3 lentelėje. Šioje technologijoje elektronų judrumas yra apie 3 kartus didesnis nei skylių. NMOP tranzistorių soties srovė lygi 540 µA vienam kanalo pločio mikrometrui, kas yra 2,2 karto daugiau nei PMOP tranzistoriaus.

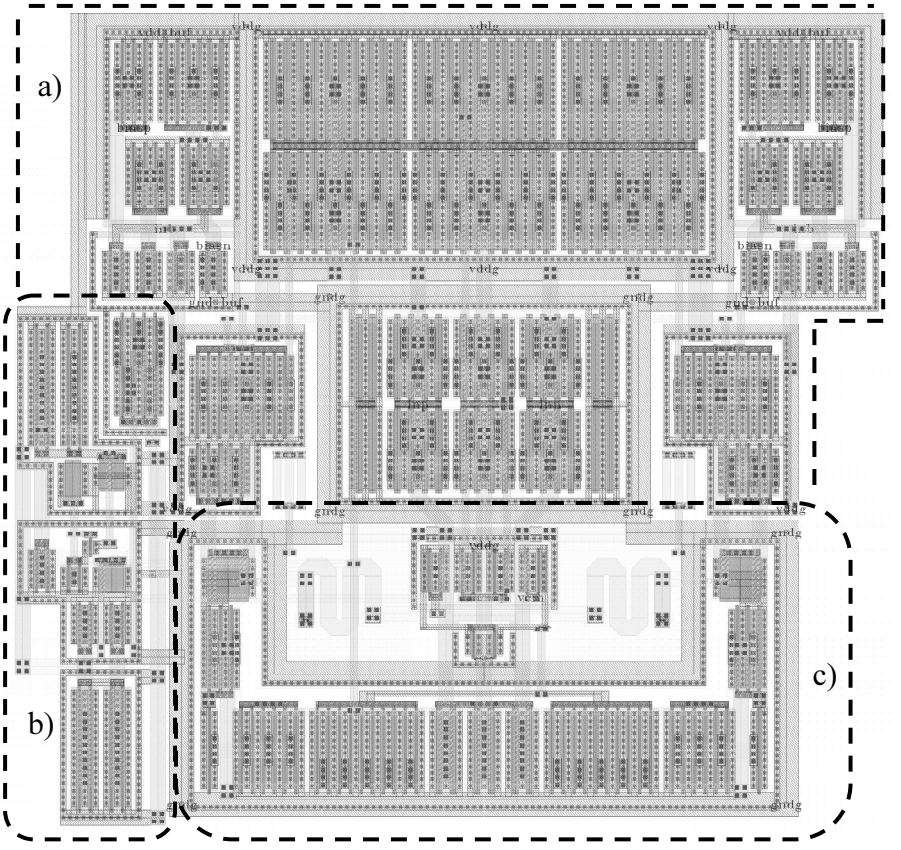
4.3 lentelė. AMS 0,35 µm KMOP technologijos C35B3C3 proceso pagrindiniai parametrai
Table 4.3. AMS 0.35 µm CMOS technology C35B3C3 process key parameters

Parametras	Tipinės parametrų reikšmės	
	NMOP	PMOP
Slenkstinė įtampa U_{GS0}, V	0,5 ± 0,1	-0,66 ± 0,1
Krūvininkų judrumas μ, cm^2/Vs	370	126
Pereigos laidis K, µA/V	170	58
Efektyvus kanalo ilgis L_{eff}, µm	0,29	0,31
Soties srovė I_{DSS}, µA/ µm	540	-240
Nuotėkio srovė I_l, pA/ µm	0,5	-0,5
Užtūros įtampa V_{GS}, V	3,3	
Pouztūrinio oksido storis t_{ox}, nm	7,6	
Didelės varžos polisilicio sluoksnio paviršinė varža, kΩ/□	1,2	

Topologijos projektavimui buvo naudojamas hierarchinis metodas, t. y. pradžioje buvo projektuojami stiprintuvų srovės veidrodžiai, apkrovos tranzistoriai, vėliau jie buvo jungiami tarpusavyje gaunant atskirus topologijos blokus, kurie buvo apjungti gaunant galutinę PVS topologiją.

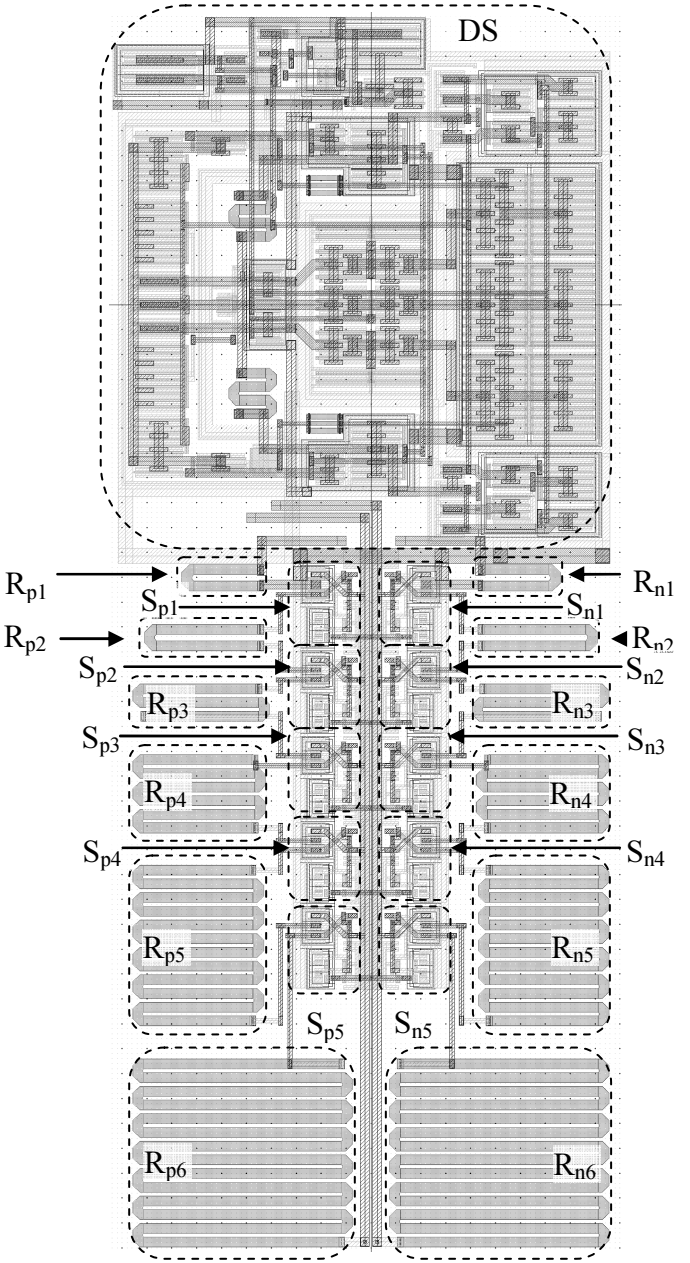
Siekiant išvengti parazitinio kanalo tarp NMOP tranzistoriaus santakos ir PMOP tranzistoriaus buvo naudojami apsauginiai žiedai. Aplink NMOP tranzistorių grupes naudojamas p^+ įžemintas žiedas, ir aplink PMOP atitinkamai n^+ žiedas, prijungtas prie maitinimo.

Topologija suprojektuota išlaikant simetriją, t. y. kur įmanoma schemos kairė ir dešinė dalys yra identiškos. Diferencinio įtampos stiprintuvo tranzistorių ir kitų elementų išdėstymas topologijoje (4.14 pav., a) atitinka išdėstymą schemoje (4.5 pav.).



4.14 pav. Diferencinio stiprintuvo topologija: a) diferencinis stiprintuvas, b) priešįtampio grandinė, c) sinfazinio grįžtamojo ryšio grandinė
Fig. 4.14. Differential amplifier topology: a) differential amplifier, b) bias voltage generator, c) common mode feedback circuit

Analogiškai, pereinamos varžos stiprintuvo elementų išdėstymas topologijoje (4.15 pav.) atitinka struktūrinę schemą, parodytą 4.1 paveiksle. PVS topologijoje R_n ir R_p žymėjimai reiškia rezistorių porą ir jos numerį, S_n ir S_p žymimi rezistorių komutavimo raktus, o DS žymi diferencinį stiprintuvą.



4.15 pav. Diferencinio pereinamos varžos stiprintuvo su kintamu stiprinimo koeficientu topologija

Fig. 4.15. Differential variable gain transimpedance amplifier topology

Minimalus didelės varžos polisilicio rezistoriaus plotis yra 2 µm. Kadangi paviršinė šio sluoksnio varža yra 1,2 kΩ/□, todėl vieno mikrometro rezistoriaus ilgiui atitinka 600 Ω varžą. Įskaitant kontaktų tarp sluoksnių varžą, 20 kΩ varža gaunama esant 30 µm rezistoriaus ilgiui. Tokio rezistoriaus luste užimamas plotas yra 12 µm × 23 µm. Didžiausio, 400 kΩ rezistoriaus ilgis yra 600 µm, o užimamas plotas yra 45 µm × 50 µm. Padvigubinus didžiausio rezistoriaus varžą du kartus, atitinkamai dvigubai padidėtų ir užimamas plotas. Kadangi PVS naudojama diferencinė struktūra, todėl tokių varžų yra dvi. Bendras dviejų 800 kΩ rezistorių plotas būtų 90 µm × 100 µm. Visos topologijos be kontaktinių aikštelių plotas yra 100 µm × 250 µm, todėl pastarųjų rezistorių plotas sudarytų apie 30 procentų visos topologijos.

Tuomet visų rezistorių plotas sudarytų daugiau nei 60 procentų topologijos ploto. Su maksimalia paskaičiuota optimalia 1,9 MΩ grįžtamo ryšio varža, lusto plotas padidėtų dvigubai.

Kitas maksimalią grįžtamo ryšio varžą ribojantis veiksnys yra didelės varžos polisilicio sluoksnio parazitinė talpa. Rezistoriaus plotas ir atitinkamai parazitinė talpa didėja proporcingai varžos vertei. Padidinus grįžtamo ryšio važą, optinio imtuvo išėjimo polius pradetų riboti maksimalią dažnių juostą. Siekiant išvengti dažnių juostos apribojimo įvedamas papildomas optimalumo kriterijus grįžtamo ryšio varžai – jos parazitinė talpa neturi riboti maksimalios reikalaujamos optinio imtuvo dažnių juostos.

4.3. Optinio imtuvo tyrimas

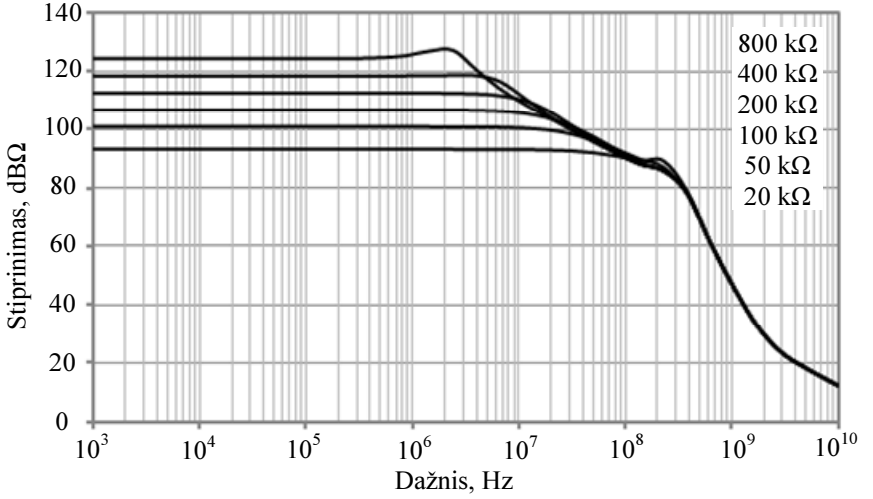
Nustačius optimalias grįžtamo ryšio varžas buvo suprojektuota pereinamos varžos stiprintuvo topologija. Iš topologijos ekstrahuoti visi parazitiniai elementai ir modeliavimai bei skaičiavimai atlikti naudojantis jais papildyta schema.

4.3.1. Pereinamos varžos stiprintuvo dažninės perdavimo charakteristikos

Sumodeliuotos pereinamos varžos stiprintuvo dažninės perdavimo charakteristikos, kai grįžtamojo ryšio varža kinta nuo 20 kΩ iki 800 kΩ, parodytos 4.16 paveiksle. 4.4 lentelėje parodoma kaip žemųjų dažnių perdavimo koeficientai ir dažnių juostos priklauso nuo grįžtamo ryšio varžos vertės.

Žemų dažnių stiprinimo koeficientas su nedidele paklaida atitinka grįžtamojo ryšio varžos vertę. Dažnių juosta kinta nuo 6 MHz iki 107 MHz kai grįžtamo ryšio varža atitinkamai lygi 800 kΩ ir 20 kΩ. Tai parodo, kad pereinamos varžos stiprintuvo integrinis grandynas leidžia gauti visą reikalaujamą optinio imtuvo dažnių juostų diapazoną, t. y. nuo 100 kHz iki 100 MHz. Maksimali 107 MHz

dažnių juosta yra 5 kartus platesnė nei OI, suprojektuoto iš diskrečiųjų elementų, ir 2 kartus platesnė nei komercinių reflektometrinių sistemų dažnių juosta (lentelė 1.1).



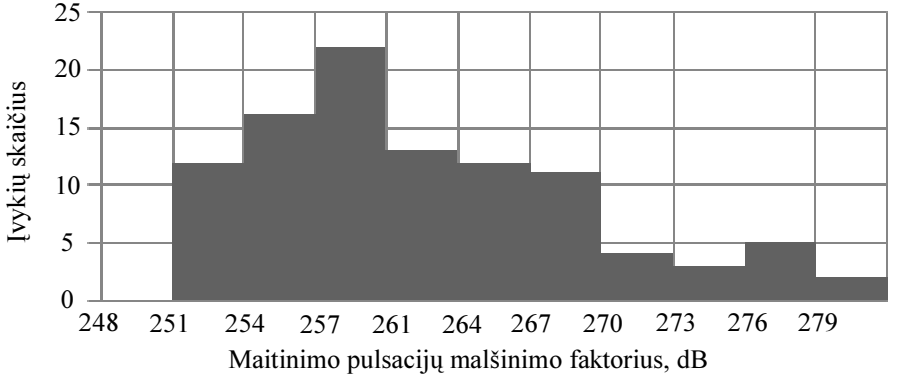
4.16 pav. Pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno dažninės perdavimo charakteristikos
Fig. 4.16. Transimpedance amplifier integrated circuit gain frequency response

4.4 lentelė. Žemo dažnio perdavimo koeficiento ir dažnių juostos priklausomybė nuo grįžtamojo ryšio varžos
Table 4.4. Low frequency gain and bandwidth dependence on feedback resistance

R_f, kΩ	B, MHz	Stiprinimas, dBΩ
20	107	93,2
50	36,4	100,9
100	20	106,8
200	12,3	112,6
400	7,7	118,4
800	3,9	124,3

4.3.2. Pereinamos varžos stiprintuvo maitinimo įtampos pulsacijų malšinimo faktorius

Pereinamos varžos stiprintuvas yra jautrus įvairiems trukdžiams. Jo diferencinė struktūra padidina atsparumą tiek išoriniams elektromagnetiniams trukdžiams, sukuriantiems sinfazinį triukšmą, tiek maitinimo įtampos nestabilumui. Atsparumą pastariesiems trukdžiams apibūdina maitinimo šaltinio nestabilumo slopinimo faktorius. Jis parodo santykį tarp maitinimo įtampos pokyčio ir jo sukelto išėjimo signalo pokyčio.



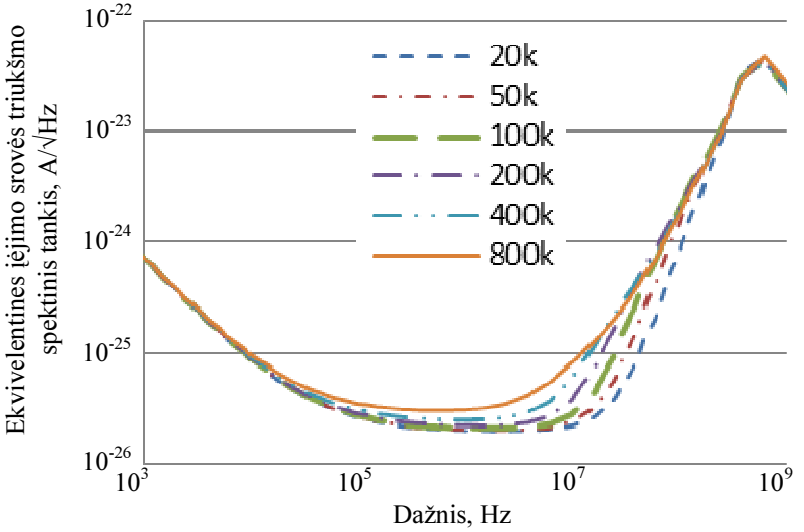
4.17 pav. Maitinimo šaltinio nestabilumo slopinimo faktorius esant 1 kHz dažniui Monte Carlo modeliavimas
Fig. 4.17. Power supply rejection ratio at 1 kHz Monte Carlo worst case simulations

Siekiant nustatyti įtampos pulsacijų malšinimo faktorių atliktas Monte Carlo blogiausio atvejo modeliavimas (Singhee, Rutenbar 2010). Buvo keičiama maitinimo įtampa nuo 2,7 V iki 3,3 V, temperatūra nuo 0 iki 70 laipsnių, ir tranzistorių parametrai, tokie kaip užtūros oksido storis, slenkstinė įtampa, krūvininkų judrumas, difuzinė varža tarp ištakos ir santakos, ir kiti. Iš viso atlikta 100 matavimų, o malšinimo faktorius matuotas esant 1 kHz dažniui. Rezultatas (4.17 pav.) rodo, kad malšinimo faktorius yra ne mažesnis nei 250 dB, o dažniausiai gaunama jo vertė yra 257 dB.

4.3.3. Pereinamos varžos stiprintuvo triukšmai

Pereinamos varžos stiprintuvo ekvivalentinės įėjimo triukšmo srovės spektrinio tankio priklausomybės nuo dažnio, esant skirtingoms grįžtamojo ryšio varžos vertėms, modeliavimo rezultatai pateikti 4.18 paveiksle. Žemuose dažniuose (0–10 kHz) srovės triukšmo spektriniuose tankiuose dominuoja tranzistoriaus žemadažnis *1/f* triukšmas, todėl jos beveik nesiskiria. Vidutiniuose dažniuose

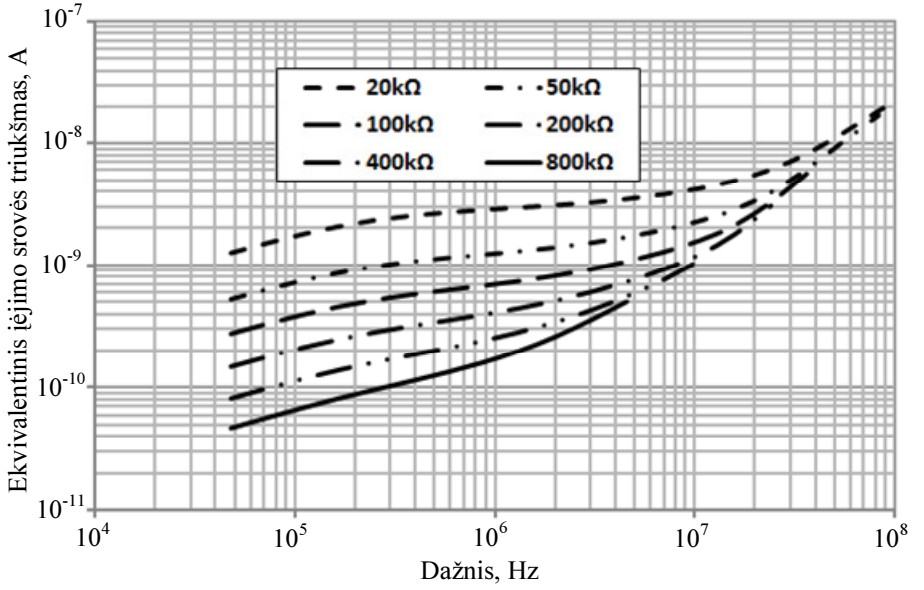
(0,1 MHz–20 MHz) dominuoja varžos terminis triukšmas, todėl srovės triukšmo spektriniai tankiai tiesiogiai proporcingi grįžtamo ryšio varžos vertei. Aukštuose dažniuose pradeda dominuoti įėjimo tranzistoriaus kanalo terminis triukšmas, todėl srovės triukšmo spektriniai tankiai susilygina.



4.18 pav. Ekvivalentines įėjimo triukšmo srovės spektrinis tankis
Fig. 4.18. Equivalent input noise current spectral density

Kitas, šiuo atveju patogesnis, triukšmo pateikimas yra ekvivalentinio įėjimo srovės triukšmo priklausomybė nuo dažnių juostos (4.19 pav.). Žemieji dažniai, kur dominuoja žemadažnis *1/f* triukšmas nepapuola į analizuojamų dažnių ruožą. Vidutiniuose dažniuose triukšmas nusakomas grįžtamojo ryšio varža, todėl kuo ji didesnė, tuo mažesnis yra srovės triukšmas. Didėjant dažniui, nuo 10 MHz, visos kreivės turi lūžio taškus, nuo kurių ekvivalentinė įėjimo triukšmo srovė pradeda didėti sparčiau. Taip atsitinka, nes pradeda dominuoti stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus kanalo terminis triukšmas.

Tranzistoriaus įėjimo ekvivalentinis srovės triukšmas nepriklauso nuo grįžtamojo ryšio varžos triukšmo, todėl esant aukštam dažniui, nuo 100 MHz, triukšmo srovės susilygintų. Kadangi dažnių juostos visoms grįžtamojo ryšio varžoms yra apribotos, pastaroji prielaida nepasitvirtina. 4.19 paveiksle parodytos priklausomybės baigiasi ties ribiniu dažniu.



4.19 pav. Ekvivalentinio įėjimo srovės triukšmo priklausomybė nuo dažnio esant 20–800 kΩ grįžtamojo ryšio varžoms
Fig. 4.19. Equivalent input current noise dependence on bandwidth for feedback resistance values equal to 20–800 kΩ

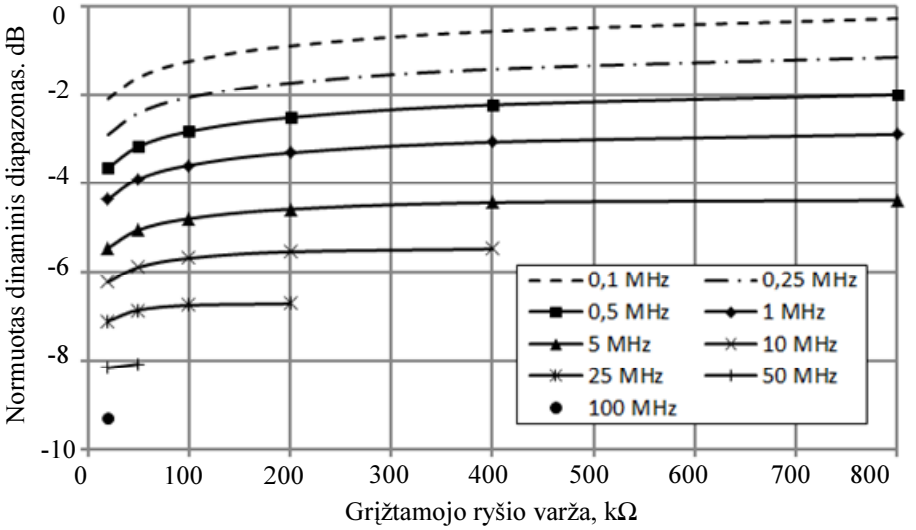
4.4. Optinio imtuvo su diferenciniu pereinamos varžos stiprintuvu optimalūs parametrai

Turint pereinamos varžos stiprintuvo triukšmines charakteristikas (4.19 pav.) galima apskaičiuoti fotodiodo optimalų dauginimo faktorių ir optinio imtuvo dinaminį diapazoną. Skaičiavimo rezultatai pateikti 4.20 paveiksle. Grįžtamojo ryšio varža apribota duotajam dažniui maksimalia varža arba nustatyta maksimalia pereinamos varžos stiprintuvo varžos verte (800 kΩ).

Lyginant su modeliavimo rezultatais, pateiktais 4.12 paveiksle, visos kreivės turi kvadrato šakninę priklausomybę. Platėjant dažnių juostai, dinaminio diapazono didėjimo sparta didinant R_f tampa vis mažesnė. Taip yra, nes esant didesniam dažniui dominuoja įtampos stiprintuvo triukšmai, kurie nepriklauso nuo grįžtamojo ryšio varžos. Todėl minėtos varžos didinimas netenka prasmės.

Paskaičiuotos optimalios grįžtamo ryšio varžos (4.13 pav.) dažnių juostoms iki 1 MHz yra didesnės už maksimalią nustatytą 800 kΩ varžos vertę, todėl pastaroji laikoma optimalia. Tai iki 0,16 dB sumažina optimalų dinaminį diapazoną

arba 5,4 % signalo triukšmo santykį, tačiau gaunamas apie 2 kartus mažesnis integrinio grandyno užimamas plotas.



4.20 pav. Normuoto dinaminio diapazono priklausomybė nuo grįžtamojo ryšio varžos esant skirtingoms dažnių juostoms ir optimaliam fotodiodo dauginimo faktoriui
Fig. 4.20. Normalized dynamic range dependence on feedback resistance with optimal photodiode multiplication factor for different bandwidths

Suprojektuoto pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno pagrindu sudaryto optinio imtuvo optimalių parametrų skaičiavimo rezultatai apibendrinti 4.5 lentelėje. Dėl įvestos papildomos sąlygos grįžtamo ryšio varžos optimalumo kriterijui, pastarosios maksimali vertė lygi 800 kΩ. Tai 0,1–1 MHz dažnių juostose papildomai iki 5,4 procento sumažina optinio imtuvo ir atitinkamai reflektometro dinaminį diapazoną, tačiau leidžia pasiekti didesnę maksimalią 107 MHz dažnių juostą, kadangi rezistorių parazitinės talpos neriboja dažnio, iki 4 kartų smažina grįžtamojo ryšio varžą, kas atitinkamai tiek pat kartų praplečia matuojamų signalų diapazoną ir apie 2 kartus sumažina lusto plotą. Šiame dažnių juostų diapazone optimalus griūtinio fotodiodo dauginimo faktorius yra didesnis nei paskaičiuotas be papildomo optimalumo kriterijaus grįžtamo ryšio varžai. Kuo mažesnė varža, tuo didesnis jos ekvivalentinis įėjimo srovės triukšmas. Kad fotodiodo triukšmai susilygintų su kitų triukšmų suma, reikalingas didesnis pastarojo dauginimo faktorius.

Esant didesnei dažnių juostai, nuo 1 MHz, optimali grįžtamo ryšio varža mažesnė už 800 kΩ, todėl skaičiavimo rezultatai sutampa su paskaičiuotais ir pateiktais 4.2 lentelėje.

4.5 lentelė Optinio imtuvo optimalūs parametrai
Table 4.5. Summary of optical receiver optimal parameters

Dažnių juosta, MHz	Maksimali grįžtamo ryšio varžą, kΩ	Optimali grįžtamo ryšio varža, kΩ	Skirtumas tarp maksimalios ir optimalios grįžtamo ryšio varžos	Optimalus fotodiodo dauginimo faktorius	Paskaičiuotas optimalus dinaminis diapazonas, dB	Gautas optimalus dinaminis diapazonas, dB
0,1	3200	800	4	17,1	-0,26	-0,1
0,25	3200	800	4	16,2	-1,13	-0,9
0,5	3200	800	4	15,8	-2	-1,8
1	3200	800	4	15	-2,9	-2,8
5	800	400	2	20,4	-4,4	-4,4
10	400	200	2	27	-5,5	-5,5
25	200	50	4	47,5	-6,8	-6,8
50	50	20	2,5	80,5	-8,2	-8,2
100	20	20	0	90	-9,3	-9,3

Optinio imtuvo dažnių juostą keičiant nuo 0,1 MHz iki 100 MHz, optimali grįžtamo ryšio varža kinta nuo 800 kΩ iki 20 kΩ. Optimalus fotodiodo dauginimo faktorius atitinkamai kinta nuo 15 iki 90, o maksimalus normuotas dinaminis diapazonas yra lygus -0,26 dB.

4.5. Ketvirtojo skyriaus išvados

Pagal sukurtą metodiką atlikus optinio imtuvo su diferenciniu pereinamos varžos stiprintuvo integriniu grandynu projektavimą ir tyrimą galima daryti šias išvadas:

1. Optinio imtuvo triukšmo minimumas pasiekiamas, kai įtampos stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus talpa lygi detektoriaus talpai. Pasirinkto fotodetektoriaus talpa lygi 0,35 pF. Suskaičiuotas diferencinio įtampos stiprintuvo įėjimo tranzistoriaus ilgis ir plotis, kuriems esant

gaunamas triukšmo minimumas, yra atitinkamai lygūs 700 nm ir 110 μm.

2. Dėl reflektometrijoje naudojamos nejautrumo zonos matavimo metodikos pereinamos varžos stiprintuvo išėjimo signalas turi būti be perviršių. Sąlyga išpildoma, kai įtampos stiprintuvo maksimali dažnių juosta yra bent 4 kartus platesnė už maksimalią optinio imtuvo dažnių juostą. Suprojektuotas dviejų pakopų diferencinis įtampos stiprintuvas, kurio vienetinis stiprinimo dažnis lygus 900 MHz ir fazės atsarga lygi 52˚. Įtampos stiprintuvo srovės suvartojimas yra 4 mA, kai maitinimo įtampa lygi 3 V.

3. Suprojektuotos pereinamos varžos stiprintuvo topologijos užimamas plotas be kontaktinių aikštelių lygus $100 \times 250\ \mu m^2$, iš jo apie $100 \times 100\ \mu m^2$ plotą užima rezistoriai. Iš suprojektuotos topologijos buvo ekstrahuotos visos parazitinės varžos, talpos, induktyvumai, ir įvertinti modeliavimo bei skaičiavimo metu.

4. Optinio imtuvo skaičiavimo rezultatai rodo, kad 0,1–50 MHz dažnių juostų diapazone optimalios grįžtamo ryšio varžų vertės yra nuo 1,7 iki 3,1 karto mažesnės už maksimalias. Atitinkamai tiek pat kartų praplečiamas matuojamų signalų diapazonas.

5. Kai optinis imtuvas sudarytas suprojektuoto pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno pagrindu dėl papildomo optimalumo kriterijaus grįžtamo ryšio varžai pastarosios maksimali vertė apribota 800 kΩ. Tai 0,1–1 MHz dažnių juostose papildomai iki 5,6 procento sumažina optinio imtuvo dinaminį diapazoną, o matuojamų signalų diapazoną praplečia iki 4 kartų ir sumažina lusto plotą apie 2 kartus. Kai dažnių juosta platesnė už 1 MHz, įvestas papildomas optimalumo kriterijus skaičiavimo rezultatams įtakos neturi.

6. Optinio imtuvo maksimali dažnių juosta yra 107 MHz, kai grįžtamojo ryšio varža lygi 20 kΩ. Tokia dažnių juosta leidžia gauti laiko srities optinio reflektometro 2 metrų nejautrumo zoną, kai atspindžio koeficientas lygus -50 dB, o lazerio impulso trukmė lygi 3 ns.

7. Optinio imtuvo maksimalus normuotas dinaminis diapazonas (-0,26 dB) gautas, kai dažnių juosta lygi 0,1 MHz. Šis rezultatas sutampa su FLX380 komercinio reflektometro dinaminiu diapazonu (-0,27) ir yra geresnis nei JDSU4146 komercinio reflektometro dinaminis diapazonas (-1,03). Esant 100 MHz dažnių juostai gauta optimali grįžtamo ryšio varža 20 kΩ ir optimalus normuotas dinaminis diapazonas -9,3 dB, kai fotodiodo dauginimo faktorius 90.

Bendrosios išvados

1. Disertacijoje atlikta optinių reflektometrų struktūrų ir jų pagrindinių charakteristikų analizė. Daroma išvada, kad laiko srities optiniai reflektometrai yra plačiausiai naudojami optinių linijų parametrams matuoti. Suformuluota OR tobulinimo kryptis – reflektometro optinio imtuvo dinaminio diapazono optimizavimas, matuojamų signalų diapazono platinimas ir nejautrumo zonos mažinimas.
2. Darbe išnagrinėta optinio imtuvo struktūra ir pagrindiniai triukšmų šaltiniai, turintys didžiausią įtaką reflektometriniams matavimams ir duotos analitinės išraiškos šiems triukšmams skaičiuoti bei aptartas jų minimizavimas. Sudarytas apibendrintas triukšmų modelis, kuriuo remiantis buvo atliktas tolimesnis optinių imtuvų tyrimas.
3. Sukurta OI projektavimo metodika, kuri leidžia apskaičiuoti optimalius griūtinio fotodiodo dauginimo faktorių, pereinamosios varžos stiprintuvo grįžtamojo ryšio varžą ir įėjimo tranzistoriaus fizinius matmenis, kuriems esant gaunamas optimalus dinaminis diapazonas. Jis yra 5 % mažesnis už maksimalų dinaminį diapazoną, tačiau gaunama iki kelių kartų sumažinta grįžtamo ryšio varžos vertė ir atitinkamai praplečiamas matuojamų signalų diapazonas.

4. Suprojektuotas optinis imtuvas iš diskrečiųjų elementų ir atliktas eksperimentinis tyrimas. Iš skaičiavimo ir matavimo rezultatų palyginimo nustatyta, kad jų skirtumų vidurkis apie 0,1 dB, todėl projektavimo metodika tinka optimaliai grįžtamo ryšio varžai skaičiuoti, kuriai esant gaunamas optimalus dinaminis diapazonas.
5. Siekiant praplėsti dažnių juostą iki 100 MHz, atliktas diferencinio pereinamos varžos stiprintuvo integrinio grandyno projektavimas, modeliavimas ir tyrimas 0,1–100 MHz dažnių juostuose su kintama 20–800 kΩ grįžtamojo ryšio varža ir 107 MHz maksimalia pralaidos juosta taikant 0,35 μm KMOP technologiją. Suprojektuotas stiprintuvas leidžia iki 2 metrų sumažinti laiko srities optinio reflektometro nejautrumo zoną, kai matavimams naudojama 3 ns lazerio impulso trukmė ir -50 dB atspindžio koeficientas.

Literatūra ir šaltiniai

Abidi, A. 1987. On the noise optimum of gigahertz FET transimpedance amplifiers, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-22, no. 6: 1207–1209.

Abidi, A. 1988. On the choice of optimum FET size in wideband transimpedance amplifiers*, J. Lightw. Technol.,* vol. LT-6, no. 1: 64–66.

Araid, N.; Izumita, H.; Koshikiya, Y.; Nakamura, M. 2004. High spatial resolution PON measurement using an OTDR enhanced with a dead-zone-free signal analysis method, *Optical Fiber Measurements*. Technical Digest. vol.1, no.20: 69–72.

Baker, J. 2010. CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation, 3rd Edition, IEEE Press, Wiley, USA.

Barzdėnas, V.; Navickas, R. 2008. Electron charge noise minimization, in 130 nm CMOS preamplifiers, *Acta Physica Polonica A. Warszawa: Polish Academy of Sciences*, vol. 113, no. 3: 825–828.

Barzdėnas, V.; Navickas, R. 2008. The 90 nm CMOS charge sensitive preamplifier, *Elektronika ir elektrotechnika*, no. 1: 69–72.

Barzdėnas, V.; Navickas, R. 2009. The design aspects for ultra low-power, low-noise 90 nm CMOS charge sensitive amplifier for the active pixel detector. *Acta Physica Polonica A. Warszawa: Polish Academy of Sciences*, vol. 115, no. 6: 1139–1140.

Baškys, A., Navickas, R.; Šimkevičius, Č. 2010. The fast differential amplifier-based integrated circuit yield analysis technique, *Acta Physica Polonica A. 14th International Symposium on Ultrafast Phenomena in Semiconductors*. Vilnius, Lithuania. *Warszawa: Polish Academy of Sciences*, vol. 119, no. 2: 259–261.

Baškys, A.; Nickelson, L.; Navickas, R. 2011. Analytical method for differential amplifier offset voltage, *Elektronika ir elektrotechnika*, no. 2 (108): 51–54.

Bergano N. S.,1987. *IEEE J. Lightwave Technol*, vol. 5, no. 11: 1618–1622.

Brendel, J. 2008. High-Resolution Photon-Counting OTDR for PON Testing and Monitoring, *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference*. 1–5.

CEL. 2005. Griūtinio fotodiodo NR8300FP–CC specifikacija. (žiūrėta 2013-08-12) Prieiga per internetą: http://www.cel.com/pdf/datasheets/nr8300fp.pdf.

Celik-Butler, Z. 2002. Low-frequency noise in deep-submicron metal-oxide-semiconductor field-effect transistors, *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings,* vol. 149, no. 1. 23: 31–34.

Chan, E. Y.; Koshinz, D. G.; Beranek, M. W.; Harres, D. N., 2006. Demonstration of a Gb/S Transceiver with OTDR Built-in-Test for Avionics Local Area Networks, *25th Digital Avionics Systems Conference*, IEEE/AIAA. 1,4,15–19.

Chenming, H.; Xuemei, X.; Mohan, D. 2005. BSIM3v3.3 MOSFET Model User Manual, University of California, Berkeley.

Cho, Y.; Alahbabi, M.; Brambilla, G., Newson, T., 2004. Brillouin based OTDR with measurement range of 85 km using combined EDFA and Raman amplification, in *Conference on Lasers and Electro-Optics/International Quantum Electronics Conference and Photonic Applications Systems Technologies*, Technical Digest.

Choi, B.; Park, H.; Chu, M.; Kim, S. 2000 Characteristics of long-wavelength-band EDFA pumped by 1.53 μm band, *Lasers and Electro-Optics Europe*, Conference Digest. 10–15.

Choi, W.; Lee, M.; Youn, J. 2010. Si integrated photoreceivers, *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM),* IEEE. 77, 81–84.

Davis, M. 2012. Worldwide Internet Broadband Bandwidth Demand 2012–2015 Forecast. (žiurėta 2013-05-27) Prieiga per interneta: www.idc.com/getdoc.jsp?containerId=232596

Dorf, R.; Bishop, R. 1998. Modern Control Systems, Addison-Wesley.

Duckey, L.; Hosung, Y.; Kim, P.; Park, J.; Kim, N.J.; Park, N. 2005. SNR enhancement of OTDR using biorthogonal codes and generalized inverses, *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 17, no. 1: 163–165.

Eraerds, P.; Legre, M.; Zhang, J.; Zbinden, H.; Gisin, N.2010. Photon Counting OTDR: Advantages and Limitations*, Journal of Lightwave Technology,* vol. 28, no. 6: 952–964.

EXFO. 2011. FTB7300e specifikacija. (žiūrėta 2013-08-12) Prieiga per internetą: http://www.exfo.com/Documents/TechDocuments/Specification_Sheets/EXFO_spec-sheet_FTB-7300E-v7_en.pdf.

Feng, Z.; Qiu, S.; Wei, Y.; Li, L.; Liu, G. N.; Xiong, Q. 2009. Coherent OTDR used for fibre faults detection, *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP)*. Asia, vol. 2009-Supplement. 1–5.

Fenglei Liu; Zarowski, C. J. 2001. Events in fiber optics given noisy OTDR data. I. GSR/MDL method, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 1: 47–58.

Fenglei Liu; Zarowski, C. J. 2004. Detection and location of connection splice events in fiber optics given noisy OTDR data. Part II. R1MSDE method*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 2: 546–556.

Fermann, M. E.; Poole, S. B.; Payne, D. N.; Martinez, F. 1988. Comparative measurement of Rayleigh scattering in single-mode optical fibers based on an OTDR technique, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, no. 4: 545–551.

Fujise, M.; Kuwazuru, M.1984. Rayleigh scatter measurements of a 42 km single-mode fibre at 1.55 um wavelength using an LD and an LN2 cooled Ge-PIN detector, *Electronics Letters*, vol. 20, no. 6: 232–233.

Fuller, M. 2001. OTDR market defined by end-user demand. *Lightwave magazine*. Prieiga per internetą: (http://www.lightwaveonline.com/about-us/lightwave-issue-archives/issue/otdr-market-defined-by-end-user-demand-53470797.html).

Glombitza, U.; Brinkmeyer, E. 1993. Coherent Frequency-Domain Reflectometry for Characterization of Single-Mode Integrated Optical waveguide, *J. Lightwave Technol.,* vol. 11, no. 8: 1377–1384.

GR-196. 2010. Generic Requirements for Optical Time Domain Reflectometer (OTDR) Type Equipment. (žiurėta 2013-02-11) Prieiga per interneta: http://telecom-info.telcordia.com/site-cgi/ido/docs.cgi?ID=SEARCH&DOCUMENT=GR-196&

Gray, P. R.; Meyer, R. G. 1993. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 3rd ed. New York: Wiley.

He, Z.; Hotate, K.2010. Advances in optical reflectometry for diagnoses of optical devices and networks*, 9th International Conference on Optical Communications and Networks*, 12, no. 14: 24–27.

Healey, P. 1984. Fading rates in coherent OTDR, *Electronics Letters*, vol. 20, no. 11: 443–444.

Healey, P. 1989. Complementary code sets for OTDR, *Electronics Letters*, vol. 25, no. 11: 692–693.

Healey, P.; Smith, D.R.1982. OTDR in single-mode fibre at 1.55 μm using a semiconductor laser and PINFET receiver, *Electronics Letters*, vol. 18, no. 22: 959–961.

Hermans C., Seyaert M. 2010. Broadband Opto-Electrical Receivers in Standard CMOS. Netherlands. Springer.

Hillerich, B. 1976. Pulse-reflection method for transmission-loss measurement of optical fibres, *Electronics Letters*, vol. 12, no. 4: 92–93.

Horiguchi, T.; Tateda, M.1989. BOTDA-nondestructive measurement of single-mode optical fiber attenuation characteristics using Brillouin interaction: theory, *Journal of Lightwave Technology,* vol. 7, no. 8: 1170–1176.

Hung, K.; Ko, P.; Hu, C.; Cheng, Y. 1990 A unified model for the flicker noise in metal-oxide-semiconductor field-effect transistors, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 37, no. 3. 654–665.

Ikuo, Y.; Masaharu, O. 2009. Experimental demonstration of a wavelength tunable polarization OTDR using a SOA for received signal amplification, *Communications and Photonics Conference and Exhibition.* Asia, vol. 2009-Supplement. No. 6: 2–6.

Yani, Z.; Li, X.; Gonga, Y.; Leiran, W.; 2009. Theoretical design of low-loss single-polarization single-mode microstructured polymer optical fiber*, Communications and Photonics Conference and Exhibition.* Asia, vol. 2009-Supplement: 1–7.

Yao, C.; Lee, S.; Jang, I.; Ho, W. Wavelength-selectable lasers with Bragg-wavelength-detuned sampled grating reflectors, *Journal* of *Lightwave Technology*, vol. 24, no. 9. 3480–3489.

Youn, J.; Kang, H.; Lee, M.; Park, K.; Choi, W. 2009. High-Speed CMOS Integrated Optical Receiver With an Avalanche Photodetector, *Photonics Technology Letters,* IEEE, vol. 21, no. 20: 1553–1555.

Yuksel, K.; Dupont, S.; Hamoir, D.; Froidure J. 2005. FTTx automated test solution: requirements and experimental implementation, *Electronics Letters*, vol. 41 no. 9.

JDSU. 2011. MTS/T-BERD OTDR specifikacija. (žiurėta 2012-11-03) Prieiga per interneta: http://www.jdsu.com/product-literature/tb8uhlmodule_ds_acc_tm_ae.pdf.

JDSU. 2012. JDSU4146 specifikacija. (žiūrėta 2013-08-12) Prieiga per internetą: http://www.jdsu.com/ProductLiterature/quad_tbmts4_pb_tm_ae.pdf.

Jia, X.; Rao, Y.; Chang, L.; Zhang, C.; Ran, Z. 2010. Enhanced Sensing Performance in Long Distance Brillouin Optical Time-Domain Analyzer Based on Raman Amplification: Theoretical and Experimental Investigation, *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 28, no. 11: 1624–1630.

Kay, A. 2012. Operational Amplifier Noise: Techniques and Tips for Analyzing and Reducing Noise. Elsevier Inc.

Karasek, Mand.; Valles, J. 1998. Analysis of Channel Addition/Removal Response in All-Optical Gain-Controlled Cascade of Erbium-Doped Fiber Amplifiers, *J. Lightwave Technol*. no. 5: 165–168.

King, J.; Smith, D.; Richards, K.; Timson, P.; Epworth, R.; Wright, S. 1987. Development of a coherent OTDR instrument, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 5, no. 4: 616–624.

Koike, K.; Koike, Y. 2009. Design of Low-Loss Graded-Index Plastic Optical Fiber Based on Partially Fluorinated Methacrylate Polymer, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 1: 41–46.

Koyamada, Y.; Nakamoto, H., 1990. High performance single mode OTDR using coherent detection and fibre amplifiers, *Electronics Letters*, vol. 26, no. 9: 573–575 p.

Kubis, T.; Mehrotra, S-R.; Klimeck, G. 2010. Design concepts of terahertz quantum cascade lasers: Proposal for terahertz laser efficiency improvements, *Applied Physics Letters*, vol. 97, no. 26. 3–6.

Laforce, F. 2009. Low noise optical receiver using Si APD PerkinElmer Environmental Health, 22001 Dumberry, Vaudreuil-Dorion, Qc, Canada.

Lee, H. H.; Nam, Y. H.; Lee, D.; Chung, H. S.; Kim, K. 2005. Demonstration of a low-cost 1625-nm OTDR monitoring for 350-km WDM networks with semiconductor optical amplifiers, *Photonics Technology Letters,* IEEE, vol. 17, no. 4. 852–854.

Lee, T.; Kim, E.; Park, J. 2005. A method of a repetitive sampling measurement for OTDR considering a ghost effect to a short-range measurement with a short-length fiber, *Nuclear Science Symposium Conference Record,* IEEE, vol. 1: 362–366.

LIFODAS. 2012. FLX380 specifikacija. (žiūrėta 2013-08-12) Prieiga per internetą: http://www.aflglobal.com/Products/Test-and-Inspection/OTDRS-and-Fault-Locators/FLX380-FlexTester.aspx.

Linear technologies, 2004. LTC2293 specifikacija. (žiūrėta 2013-08-12) Prieiga per internetą: http://www.linear.com/product/LTC2293.

Linear technologies, 2008. LTC6403 specifikacija. (žiūrėta 2013-08-12) Prieiga per internetą: http://www.linear.com/product/LTC6403.

Martins-Filho, J. F.; Fontana, E.; Guimaraes, J.; Pizzato, D. F.; Coelho, I. 2007. Fiber-optic-based Corrosion Sensor using OTDR, *Sensors, IEEE*. 1172–1174.

Minasian, R. A. 1987. Optimum design of a 4-Gbit/s GaAsMESFET optical preamplifier, *J. Lightw. Technol*, vol. LT-5, no. 3: 373–379.

Minwats electronic group. 2012. Internet users in the world, distribution by regions 2012 q2. (žiurėta 2013-06-09) Prieiga per internetą: http://www.internetworldstats.com/stats.htm.

Murari, K.; Etienne-Cummings, R.; Thakor, N.; Cauwenberghs, G. 2009. Which Photodiode to Use: A Comparison of CMOS-Compatible Structures, *Sensors Journal, IEEE*, vol. 9, no. 7: 752–760.

Namihira, Y.; Horiuchi, Y.; Wakabayashi, H.; Oshimi, T.; Kitagawa, K.; Ooka, T. 1987. OTDR in a 147 km single-mode fibre in 1.55 μm wavelength region using an LD and GaInAs/InP APD at room temperature, *Electronics Letters*, vol. 23, no. 23: 1219–1221.

Nazarathy, M., Newton, S. A.; Giffard, R. P.; Moberly D. S.; Sischka, F.; Trutna, W. R.; Foster, S. 1989. Real-Time Long Range Complementary Correlation Optical Time Domain Reflectometer*, J. Lightwave Technol,* vol. 7, no. 1: 23–38.

Nazarathy, M.; Newton, S. A.; Trutna, W. R. 1990. Complementary correlation OTDR with three codewords, *Electronics Letters*, vol. 26, no. 1: 70–71.

Nguyen, T.; Kim, C.; Ihm, G.; Yang, M.; Lee, S. 2004. CMOS low-noise amplifier design optimization techniques, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions,* vol. 52, no. 5: 1433–1442

Nyquist H. 1928. Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors // Physical Review, no. 32: 110–114.

Ogilvie, G. J.; Esdaile, R. J.; Kidd, G. P.; 1972. Transmission loss of tetrachloroethylene-filled liquid-core-fibre light guide, *Electronics Letters*, vol. 8, no. 22: 533–534.

Otker, E.; Tromborg, B.; Mark, J.; Nielsen, C.J. 1983. Heterodyne OTDR at 0.82 μm., *Electronics Letters*, vol. 19, no. 10: 361–362.

Padmanabhan, S. 2009. Future of Fiber Optic Test Equipment Markets Frost Sullivan. Prieiga per internetą: http://www.frost.com/prod/servlet/market-insight-top.pag?docid=161390191.

Philen, D.; White, I.; Kuhl, J.; Mettler, S. 1982. Single-mode fiber OTDR: Experiment and theory, *Journal of Quantum Electronics,* IEEE, vol. 18, no. 10: 1499–1508.

Rad, M. M.; Fathallah, H. A.; Rusch, L. A. 2010. Performance analysis of fiber fault PON monitoring using optical coding: SNR, SNIR, and false-alarm probability, Communications, *IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4: 1182–1192.

Radbourne, P. 2011. Fibre optic cable growth continues in 2012 (žiurėta 2013-02-11) Prieiga per internetą: http://www.integer-research.com/2011/wire-cable/news/fiber-optic-cable-growth-continues-2012/.

Ripamonti, G.; Cova, S. 1986. Optical time-domain reflectometry with centimetre resolution at 10–15 W sensitivity," *Electronics Letters*, vol. 22, no. 15: 818–819.

Säckinger, E. 2005. Broadband Circuits for Optical Fiber Communications. Hoboken, New Jersey: Wiley.

Sackinger, E. 2010. The Transimpedance Limit, *Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers,* IEEE, vol. 57, no. 8: 1848–1856.

Sackinger, E. 2012. On the Noise Optimum of FET Broadband Transimpedance Amplifiers, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers,* vol. 59, no. 12: 2881–2889.

Säckinger, E.2001. On the excess noise factor of a FET driven by a capacitive source*, IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. CASI-58, no. 9: 2118–2126.

Sahu, P. K.; Gowre, S.C.; Mahapatra, S. 2008. Optical time-domain reflectometer performance improvement using complementary correlated Prometheus orthonormal sequence, *IET Optoelectron*, vol. 2, no. 3: 128–133.

Sakalas, P.; Litwin, A.; Zirath, H.; Schröter, M. 2002. Microwave Noise Modeling of the 0.18 um Gate Length Mosfets with a 60 GHz cut-off frequency, in *Proc. of the 32nd European Solid-State Device Reserch Conference,* ESSDERC'02: 619–622.

Sansen, W. 2006. Analog Design Essentials, Catholic University, Leuven, Belgium: Springer.

Schneider, K.; Zimmermann, H. 2006. Highly Sensitive Optical Receivers. Netherlands. Springer.

Scholten, A. J.; Tiemeijer, L.F.; van Langevelde, R.; Havens, R.J.; Zegers-van Duijnhoven, A.T.A.; Venezia, V.C. 2003. Noise modeling for RF CMOS circuit simulation, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 50, no. 3: 618–632.

Singh, S. P.; Singh, N. 2007. Nonlinear effects in optical fibers: origin, management and applications*, Progress In Electromagnetics Research*, vol. 73. 249–275.

Singhee, A.; Rutenbar, R. A. 2010. Why Quasi-Monte Carlo is Better Than Monte Carlo or Latin Hypercube Sampling for Statistical Circuit Analysis, *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems,* vol. 29, no. 11: 1763–1776.

Smith, R. G.; Personick, S. D. 1980. Receiver design for optical fiber communication systems, *in Topics in Applied Physics: Semiconductor Devices for Optical Communication*, Germany: Springer Verlag, vol. 39.

Soto, M. A.; Bolognini, G.; Di Pasquale, F.; Thevenaz, L. 2009. Enhanced long-range distributed strain and temperature sensing using BOTDA and optical pulse coding, *35th European Conference on Optical Communication, ECOC '09,* 1-2: 20–24.

Soto, M. A.; Sahu, P. K.; Bolognini, Gabriele; Di Pasquale, F. 2008. Brillouin-Based Distributed Temperature Sensor Employing Pulse Coding, *Sensors Journal, IEEE*, vol. 8, no. 3: 225-226.

Steiglitz K. 1996. A Digital Signal Processing Primer. Addison-Wesley, Menlo Park, CA.

Stewart, C. E. E.; Black, P. W. 1974. Optical losses in soda-lime/silica-cladded fibres produced from composite rods, *Electronics Letters*, vol. 10, no. 5: 53–54.

Takushima Y.; Chung, Y. 2010. In-Service OTDR for Passive Optical Networks, in *National Fiber Optic Engineers Conference*, OSA Technical Digest.

Texas Instruments. 2008. OPA657 specifikacija. (žiūrėta 2013-08-12) Prieiga per internetą: http://www.ti.com/product/opa657.

Toshiba. 2007. TLP3245 specifikacija. (žiūrėta 2013-08-12) Prieiga per internetą: http://www.toshiba.com/taec/components2/Datasheet_Sync/200709/DST_TLP3240-TDE_EN_25160.pdf.

Tsujikawa, K.; Tajima, K.; Ieda, K.; Nakajima, K.; Kurokawa, K.; Shiraki, K.; Sankawa, I. 2007. Evaluation of Rayleigh scattering loss in photonic crystal fibers by using bi-directional OTDR measurement, *Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference*, OFC/NFOEC 2007. Conference on. 1: 25–29.

Vandamme, L.; Li X.; Rigaud, D. 1994. 1/f noise in MOS devices, mobility or number fluctuations?, *Transactions on Electron Devices,* IEEE, vol. 41, no. 11. 1936–1945.

Way, W.; Lai,Y. 1994. Effect of transient gain compression in a saturated EDFA on OTDR testing, in *Conference on Optical Fiber Communication*, OSA Technical Digest Series, vol. 4.

Wang, Y.; Wang, B.; Wang, A. 2008. Chaotic Correlation Optical Time Domain Reflectometer Utilizing Laser Diode, *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 20, no. 19: 1636–1638.

Wijnands, T.; De Jonge, L. K.; Kuhnhenn, J.; Hoeffgen, S.K.; Weinand, U. 2008. Optical Absorption in Commercial Single Mode Optical Fibers in a High Energy Physics Radiation Field, *IEEE Transactions on Nuclear Science,* vol. 55, no. 4: 2216–2222.

Willems, F. W.; van der Plaats, J. C.; DiGiovanni, D. J. 1994. EDFA noise figure degradation caused by amplified signal double Rayleigh scattering in erbium doped fibres, *Electronics Letters*, vol. 30, no. 8: 645–646.

Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Charlamov, J.; Navickas, R. 2013. Design of a transimpedance amplifier integrated circuit. *Electronics and electrical engineering.* Kaunas: Technologija. (Priimtas spaudai). (ISI Web of Science)

Charlamov, J.; Navickas, R.; Baškys, A.; Barzdėnas, V.; Nickelson, L. 2012. Optical receiver for optical time domain reflectometer. *Electronics and electrical engineering.* Kaunas: Technologija, vol. 18, No. 8, p. 49–52. ISSN 1392-1215. (ISI Web of Science)

Charlamov, J.; Navickas, R.; Baškys, A. 2011. Phase noise minimization in CMOS voltage controlled oscillators. *Acta Physica Polonica A.* Warszawa: Polish Academy of Sciences. Vol. 119, no. 2 (2011), p. 234–236. ISSN 0587-4246. (ISI Web of Science)

Charlamov, J.; 2010 Fazės derinimo kilpos integrinio grandyno projektavimas ir tyrimas. *Mokslas – Lietuvos ateitis = Science – future of Lithuania: Elektronika ir elektrotechnika.* Vilnius: Technika. T. 2, nr. 1 (2010), p. 54–58. ISSN 2029-2341. (Index Copernicus)

Charlamov, J.; Navickas, R. 2010. Phase locked loop integrated system. *Solid State Phenomena*. Stafa-Zurich: Vol. 164 (2010), p. 221–226. ISSN 1012-0394. (ISI Web of Science).

Priedas

Optinio imtuvo skaičiavimo ir matavimo rezultatai

P.1 lentelė DR matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnų juosta lygi 0,1 MHz
Table P.1. DR measurement and calculation results with 0.1 MHz bandwidth

Pamatuotas dinaminis diapazonas kai B = 0,1 MHz, dB				
M/R_f	1 MΩ	250 kΩ	50 kΩ	10 kΩ
1	-6,85	-7,48	-8,36	-10,54
5	-3,45	-4,04	-5,20	-7,02
10	-2,18	-2,60	-3,77	-5,53
16	-1,32	-1,67	-2,83	-4,51
25	-0,67	-1,06	-1,99	-3,70
50	-0,63	-0,88	-1,29	-2,34
100	-1,45	-1,53	-1,43	-1,69
Paskaičiuotas dinaminis diapazonas kai B = 0,1 MHz, dB				
M/R_f	1 MΩ	250 kΩ	50 kΩ	10 kΩ
1	-5,15	-6,63	-8,25	-10,13
5	-1,75	-3,16	-4,76	-6,64
10	-0,66	-1,79	-3,29	-5,14
16	-0,39	-1,03	-2,25	-4,01
25	-0,51	-0,8	-1,61	-3,15
50	-0,94	-1	-1,24	-2,09
100	-1,5	-1,51	-1,55	-1,77
Paskaičiuoto ir pamatuoto dinaminio diapazono skirtumas kai B = 0,1 MHz, dB; Neatitikimų vidurkis lygus -0,47 dB				
M/R_f	1 MΩ	250 kΩ	50kΩ	10 kΩ
1	-1,70	-0,85	-0,10	-0,41
5	-1,70	-0,87	-0,43	-0,38
10	-1,51	-0,81	-0,48	-0,38
16	-0,92	-0,63	-0,57	-0,50
25	-0,16	-0,26	-0,38	-0,55
50	0,32	0,12	-0,04	-0,25
100	0,05	-0,02	0,12	0,07

P.2 lentelė DR matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnų juosta lygi 0,1 MHz
Table P.2. DR measurement and calculation results with 0.1 MHz bandwidth

Pamatuotas dinaminis diapazonas kai B = 0,25 MHz, dB			
M/R_f	1 MΩ	250 kΩ	50 kΩ
1	-7,19	-8,54	-9,47
5	-3,24	-4,86	-6,18
10	-2,17	-3,35	-4,77
16	-1,77	-2,55	-3,94
25	-1,55	-2,00	-3,05
50	-1,91	-1,79	-2,19
100	-2,49	-2,28	-2,20
Paskaičiuotas dinaminis diapazonas kai B = 0,25 MHz, dB			
M/R_f	1 MΩ	250 kΩ	50 kΩ
1	-6,08	-7,63	-9,25
5	-2,67	-4,16	-5,76
10	-1,58	-2,79	-4,29
16	-1,30	-2,03	-3,25
25	-1,41	-1,80	-2,60
50	-1,84	-2,00	-2,24
100	-2,39	-2,50	-2,54
Paskaičiuoto ir pamatuoto dinaminio diapazono skirtumas kai B = 0,25 MHz, dB Neatitikimų vidurkis lygus -0,35 dB			
M/R_f	1 MΩ	250 kΩ	50 kΩ
1	-1,11	-0,90	-0,22
5	-0,57	-0,70	-0,42
10	-0,59	-0,56	-0,48
16	-0,47	-0,51	-0,68
25	-0,13	-0,19	-0,45
50	-0,07	0,22	0,05
100	-0,09	0,23	0,35

P.3 lentelė DR matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnų juosta lygi 0,5 MHz
Table P.3. DR measurement and calculation results with 0.5 MHz bandwidth

Pamatuotas dinaminis diapazonas kai B = 0,5 MHz, dB		
M/R_f	250 kΩ	50 kΩ
1	-9,36	-10,35
5	-5,87	-6,93
10	-4,40	-5,69
16	-3,45	-4,69
25	-2,69	-3,53
50	-2,38	-3,00
100	-2,93	-3,20
Paskaičiuotas dinaminis diapazonas kai B = 0,5 MHz, dB		
M/R_f	250 kΩ	50 kΩ
1	-8,41	-10,01
5	-4,94	-6,51
10	-3,56	-5,04
16	-2,80	-4,00
25	-2,56	-3,35
50	-2,75	-2,99
100	-3,25	-3,29
Paskaičiuoto ir pamatuoto dinaminio diapazono skirtumas kai B = 0,5 MHz, dB; Neatitikimų vidurkis lygus -0,35 dB		
M/R_f	250 kΩ	50 kΩ
1	-0,95	-0,34
5	-0,92	-0,41
10	-0,84	-0,64
16	-0,64	-0,68
25	-0,12	-0,17
50	0,37	-0,01
100	0,33	0,10

P.4 lentelė DR matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnų juosta lygi 1 MHz
Table P.4. DR measurement and calculation results with 1 MHz bandwidth

Pamatuotas dinaminis diapazonas kai B = 1 MHz, dB			
M/R_f	250 kΩ	50 kΩ	10 kΩ
1	-9,68	-10,98	-13,12
5	-6,28	-7,56	-9,63
10	-4,87	-6,11	-7,97
16	-4,01	-5,16	-7,10
25	-3,33	-4,29	-6,13
50	-3,11	-3,37	-4,96
100	-3,26	-3,55	-3,82
Paskaičiuotas dinaminis diapazonas kai B = 1 MHz, dB			
M/R_f	250 kΩ	50 kΩ	10 kΩ
1	-9,23	-10,78	-12,63
5	-5,75	-7,29	-9,13
10	-4,37	-5,81	-7,63
16	-3,58	-4,77	-6,50
25	-3,30	-4,12	-5,64
50	-3,47	-3,75	-4,59
100	-3,96	-4,05	-4,26
Paskaičiuoto ir pamatuoto dinaminio diapazono skirtumas kai B = 1 MHz, dB; Neatitikimų vidurkis lygus -0,17 dB			
M/R_f	250 kΩ	50 kΩ	10 kΩ
1	-0,45	-0,20	-0,49
5	-0,52	-0,27	-0,49
10	-0,50	-0,29	-0,33
16	-0,43	-0,39	-0,59
25	-0,02	-0,17	-0,49
50	0,36	0,38	-0,37
100	0,71	0,50	0,44

P.5 lentelė DR matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnų juosta lygi 5 MHz
Table P.5. DR measurement and calculation results with 5 MHz bandwidth

Pamatuotas dinaminis diapazonas kai B = 5 MHz, dB		
M/R_f	50 kΩ	10 kΩ
1	-12,61	-14,46
5	-9,24	-11,02
10	-7,75	-9,57
16	-6,76	-8,70
25	-5,91	-7,92
50	-5,05	-6,67
100	-5,26	-5,69
Paskaičiuotas dinaminis diapazonas kai B = 5 MHz, dB		
M/R_f	50 kΩ	10 kΩ
1	-13,01	-14,47
5	-9,52	-10,97
10	-8,03	-9,47
16	-6,94	-8,34
25	-6,19	-7,47
50	-5,54	-6,39
100	-5,67	-6,03
Paskaičiuoto ir pamatuoto dinaminio diapazono skirtumas kai B = 5 MHz, dB; Neatitikimų vidurkis lygus 0,1 dB		
M/R_f	50 kΩ	10 kΩ
1	0,40	0,01
5	0,28	-0,05
10	0,29	-0,10
16	0,19	-0,36
25	0,28	-0,45
50	0,49	-0,27
100	0,41	0,34

P.6 lentelė DR matavimo ir skaičiavimo rezultatai, kai dažnų juosta lygi 10 ir 20 MHz
Table P.6. DR measurement and calculation results with 10 and 20 MHz bandwidth

Pamatuotas dinaminis diapazonas kai R_f = 10 kΩ		
M/R_f	10 MHz	20 MHz
1	-16,23	-17,79
5	-12,74	-14,30
10	-11,23	-12,80
16	-10,21	-11,80
25	-9,24	-10,88
50	-7,74	-9,41
100	-6,67	-7,94
Paskaičiuotas dinaminis diapazonas kai R_f = 10 kΩ		
M/R_f	10 MHz	20 MHz
1	-15,57	-17,14
5	-12,08	-13,65
10	-10,57	-12,14
16	-9,43	-11
25	-8,55	-10,1
50	-7,39	-8,81
100	-6,87	-7,94
Paskaičiuoto ir pamatuoto dinaminio diapazono skirtumas kai R_f = 10 kΩ; Neatitikimų vidurkis lygus -0,55 dB		
M/R_f	10 MHz	20 MHz
1	-0,66	-0,65
5	-0,66	-0,65
10	-0,66	-0,66
16	-0,77	-0,80
25	-0,69	-0,78
50	-0,34	-0,59
100	0,20	0

Jevgenij CHARLAMOV

LAIKO SRITIES OPTINIŲ REFLEKTOMETRINIŲ SISTEMŲ TYRIMAS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

TIME DOMAIN OPTICAL REFLECTOMETER SYSTEMS INVESTIGATION

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2013 10 25. 11,5 sp. l. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
http://leidykla.vgtu.lt
Spausdino UAB „Ciklonas“
J. Jasinskio g. 15, 01111 Vilnius