

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Vaiva RUSEN

DAUGIASLUOKSNIŲ PUSLAIDININKINIŲ IR  
DIELEKTRINIŲ MIKROBANGŲ ĮTAISŲ  
TYRIMAS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,  
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (T 001)

Vilnius, 2023

Disertacija rengta 2018–2023 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

### **Vadovas**

prof. dr. Darius PLONIS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001).

Vilniaus Gedimino technikos universiteto elektros ir elektronikos mokslo krypties disertacijos gynimo taryba:

### **Pirmininkas**

prof. dr. Algirdas BAŠKYS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001).

### **Nariai:**

doc. dr. Darius ANDRIUKAITIS (Kauno technologijos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001),

prof. habil. dr. Yevhen YASHCHYSHYN (Varšuvos technologijų universitetas, Lenkija, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001),

prof. dr. Dalius MATUZEVIČIUS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001),

prof. dr. Vitalij NOVICKIJ (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – T 001).

Disertacija bus ginama viešame elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo tarybos posėdyje **2023 m. gegužės 30 d. 10 val.** Vilniaus Gedimino technikos universiteto senato posėdžių salėje.

Adresas: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lietuva.

Tel.: (8 5) 274 4956; faksas (8 5) 270 0112; el. paštas doktor@vilniustech.lt

Pranešimai apie numatomą ginti disertaciją išsiųsti 2023 m. gegužės 28 d.

Disertaciją galima peržiūrėti Vilniaus Gedimino technikos universiteto talpykloje <http://dspace.vgtu.lt> ir Vilniaus Gedimino technikos universiteto bibliotekoje (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lietuva) bei Lietuvos mokslų akademijos Vrublevskių bibliotekoje (Žygimantų g. 1, LT-01102 Vilnius, Lietuva).

Vilniaus Gedimino technikos universiteto 2023-017-M mokslo literatūros knyga  
doi:10.20334/2023-017-M

© Vilniaus Gedimino technikos universitetas, 2023

© Vaiva Rusen, 2023

*vaiva.rusen@vilniustech.lt*

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Vaiva RUSEN

**RESEARCH ON MULTILAYER  
SEMICONDUCTOR AND DIELECTRIC  
MICROWAVE DEVICES**

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,  
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (T 001)

Vilnius, 2023

The doctoral dissertation was prepared at Vilnius Gediminas Technical University in 2018–2023.

### **Supervisor**

Prof. Dr Darius PLONIS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – T 001).

The Dissertation Defence Council of the Scientific Field of Electrical and Electronic Engineering of Vilnius Gediminas Technical University:

### **Chairman**

Prof. Dr Algirdas BAŠKYS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – T 001).

### **Members:**

Assoc. Prof. Dr Darius ANDRIUKAITIS (Kaunas University of Technology, Electrical and Electronic Engineering – T 001),

Prof. Dr Dalius MATUZEVIČIUS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – T 001),

Prof. Dr Vitalij NOVICKIJ (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – T 001),

Prof. Dr Habil. Yevhen YASHCHYSHYN (Warsaw University of Technology, Poland, Electrical and Electronic Engineering – T 001).

The dissertation will be defended at the public meeting of the Dissertation Defence Council of the Scientific Field of Electrical and Electronic Engineering in the Senate Hall of Vilnius Gediminas Technical University at **10 a. m. on 30 May 2023**.

Address: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lithuania.

Tel.: +370 5 274 4956; fax +370 5 270 0112; e-mail: doktor@vilniustech.lt

A notification on the intended defence of the dissertation was sent on 28 May 2023. A copy of the doctoral dissertation is available for review at the Vilnius Gediminas Technical University repository <http://dspace.vgtu.lt> and the Library of Vilnius Gediminas Technical University (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lithuania) and the Wroblewski Library of Lithuanian Academy of Sciences (Žygimantų st. 1, LT-01102, Vilnius, Lithuania).

# Reziუმэ

Disertacijoje tiriami daugiasluoksniai puslaidininkiniai ir dielektriniai mikrobangų įtaisai, sprendžiama puslaidininkinių mikrobangų įtaisų tobulinimo, juose sklindančių elektromagnetinių bangų dažninių charakteristikų tyrimo bei prognozavimo problema. Disertacijos tyrimų objektas – daugiasluoksniai puslaidininkiniai ir dielektriniai mikrobangų įtaisai ir jų charakteristikų analizės bei prognozavimo metodai.

Darbe sprendžiami uždaviniai: daugiasluoksnių puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų struktūrų kūrimas ir patobulinimas, daugiasluoksniuose puslaidininkiniuose ir dielektriniuose mikrobangų įtaisuose sklindančių elektromagnetinių bangų fazės ir silpimo charakteristikų, mikrobangų įtaisų parametrų apskaičiavimas ir ištyrimas, valdomų daugiasluoksnių puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų dažninių charakteristikų prognozavimas, pritaikant dirbtinių neuronų tinklus.

Disertaciją sudaro įvadas, 4 skyriai, bendrosios išvados, naudotos literatūros ir šaltinių sąrašas bei autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašas.

Įvade nagrinėjama tyrimo problema, aptariamas darbo aktualumas, pateikiamas tyrimų objektas, darbo tikslas, iškeliami uždaviniai. Taip pat pristatoma darbo metodika, darbo mokslinis naujumas, rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai, pateikiama darbo rezultatų aprobavimo informacija.

Pirmajame skyriuje pateikiama šaltinių disertacijos tema analizė, nagrinėjamos daugiasluoksnių mikrobangų įtaisų struktūros, įtaisuose naudojamos medžiagos, tyrimų metodika, formuojami darbo uždaviniai.

Antrajame skyriuje aptariamas kintamųjų parametrų daugiasluoksnių mikrobangų įtaisų modeliavimas ir pateikiama įtaisų analizė. Atliekamas mikrojuostelinio juostinio filtro ant puslaidininkinių padėklų dažninių charakteristikų tyrimas ir plokštelinės antenos su įterpta medžiaga charakteristikų tyrimas.

Trečiajame skyriuje tiriami, kaip keičiasi daugiasluoksnių puslaidininkinių bangolaidžių fazės ir silpimo koeficientų dažninės charakteristikos keičiantis puslaidininkio krūvininkų tankiui, dielektriniam sluoksniui ar grafeno sluoksniu parametrams.

Ketvirtajame skyriuje tiriamos daugiasluoksnių puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų charakteristikų prognozavimo galimybės naudojant dirbtinius neuronų tinklus.

Disertacijos tema publikuoti 6 moksliniai straipsniai, iš jų 2 – mokslo žurnaluose ir 2 – konferencijų medžiagoje, įtrauktoje į *CA Web of Science* sąrašą, 2 – recenzuojamoje *IEEE Xplore* konferencijų medžiagoje. Disertacijos tema perskaityti 8 pranešimai, 7 – tarptautinėse mokslinėse konferencijose, iš jų 4 Lietuvoje ir 3 užsienyje, 1 – nacionalinėje mokslinėje konferencijoje.

# Abstract

The dissertation studies multilayer semiconductor and dielectric microwave devices. The solved problem focuses on improving multilayer microwave devices and on analysing and predicting the frequency characteristics of propagating electromagnetic waves. The dissertation's object is multilayer semiconductor and dielectric devices, device characteristic analysis and prediction.

The work addresses the following tasks: design and improvement of structures of multilayer semiconductor and dielectric microwave devices; calculation and investigation of phase and attenuation characteristics of electromagnetic waves propagating in multilayer microwave devices; prediction of the frequency response of tunable multilayer semiconductor and dielectric devices.

The dissertation includes an introduction, four chapters, general conclusions, lists of used literature and the author's publications on the dissertation's topic.

The introduction analyses the research problem, discusses the relevance of the work, presents the object of research, the purpose of the work, and sets tasks. It presents the work methodology, the scientific novelty of the work, the practical significance of the results, and the defended statements.

The first chapter presents an analysis of the sources on the dissertation's subject, examining the structures of multilayer semiconductor microwave devices and the materials used in the devices. The research methodology and the work tasks are formed.

The second chapter discusses the design of tunable multilayer semiconductor devices and presents an investigation of the frequency characteristics of a microstrip bandpass filter on a semiconductor substrate and of the patch antenna with embedded material.

The third chapter investigates how the frequency characteristics of phase and attenuation coefficients of multilayer semiconductor waveguide change with changing semiconductor carrier density, the material of the dielectric layer or parameters of the graphene layer.

The fourth chapter investigates the possibilities of predicting the characteristics of multilayer semiconductor and dielectric microwave devices using artificial neural networks.

Six scientific articles have been published on the dissertation topic: two in journals and two in conference proceedings included in the *CA Web of Science* list of scientific journals, and two in peer-reviewed *IEEE Xplore* conference proceedings. The subject of the dissertation was presented at eight scientific conferences: seven international, four of which in Lithuania, three abroad, and one at a national scientific conference.

---

# Žymėjimai

## Simboliai

- $\alpha$  – bangolaidžiu sklindančios elektromagnetinės bangos silpimo koeficientas;  
 $\Delta\alpha$  – diferencinis silpimo koeficiento pokytis;  
 $\beta$  – bangolaidžiu sklindančios elektromagnetinės bangos fazės koeficientas;  
 $\Delta\beta$  – diferencinis fazės koeficiento pokytis;  
 $\Delta$  – grafeno sluoksnio storis;  
 $e$  – elektrono krūvis;  
 $\varepsilon$  – dielektrinė skvarba;  
 $\varepsilon, \varepsilon_r$  – santykinė dielektrinė skvarba, dielektrinė konstanta;  
 $\underline{\varepsilon}_r$  – kompleksinė dielektrinė skvarba;  
 $\varepsilon'_r$  – realioji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis;  
 $\varepsilon''_r$  – menamoji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis;  
 $\varepsilon_{\text{eff}}$  – efektyvioji dielektrinė skvarba;  
 $\varepsilon_j$  – puslaidininkinio pagrindo kompleksinė dielektrinė skvarba;  
 $\varepsilon_L$  – puslaidininkinės gardelės dielektrinė skvarba;  
 $\varepsilon_0$  – vakuumo dielektrinė skvarba;  
 $\Delta f$  – darbo dažnių ruožas;

$f_p$  – plazminis rezonansinis dažnis;  
 $f_0, f_c$  – centrinis darbo dažnis;  
 $f_{0, n}$  – pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis, esant skirtingiems sluoksnio storiams;  
 $f_{1, n}$  – pirmojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnis, esant skirtingiems sluoksnio storiams;  
 $f_{2, n}$  – antrojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnis, esant skirtingiems sluoksnio storiams;  
 $G_{pf}$  – tarpas tarp plokštelės laidininko ir žadinimo linijos;  
 $g_n$  –  $\Omega_c = 1$  normuotojo atkirtos dažnio pakopinio filtro prototipo koeficientai;  
 $\gamma$  – kompleksinė sklaidimo konstanta, apibūdinanti bangolaidžiu sklindančią bangą;  
 $\Gamma$  – sklaidos koeficientas;  
 $\hbar$  – normuota Planko konstanta;  
 $J_{j, j+1}$  – pilnutinio laidžio inverterių būdingasis pilnutinis laidis ( $j = 1, 2, \dots$ );  
 $k_B$  – Bolzmano konstanta;  
 $L$  – plokštelinės antenos plokštelės ilgis;  
 $L_{eff}$  – efektyvusis plokštelinės antenos ilgis;  
 $L_i$  – žadinimo linijos įterpimo į plokštelę gylis;  
 $l_j$  – mikrojuostelinio filtro kiekvieno rezonatoriaus ilgis ( $j = 1, 2, 3, \dots$ );  
 $\lambda_g$  – mikrojuostelinės linijos pagrindinės kvazi – TEM bangos ilgis;  
 $\lambda_0$  – bangos ilgis vakuume;  
 $m^*$  – efektyvioji elektrono masė;  
 $m_e$  – elektronų masė;  
 $m_k$  – skylių masė;  
 $\mu$  – magnetinė skvarba;  
 $\mu_c$  – grafeno elektrocheminis potencialas;  
 $\mu$  – puslaidininkinių krūvininkų judris;  
 $\mu_r$  – santykinė magnetinė skvarba;  
 $\mu_0$  – vakuumo magnetinė skvarba;  
 $N$  – krūvininkų tankis;  
 $N_a$  – akceptorinių priemaišų tankis;  
 $N_d$  – donorinių priemaišų tankis;  
 $q$  – krūvininkų krūvis;  
 $r^p, r^s$  – bangolaidžio šerdies spindulys;  
 $R_S$  – aktyvioji varža;  
 $s_j$  – mikrojuostelinio filtro tarpas tarp dviejų gretimų rezonatorių ( $j = 1, 2, 3, \dots$ );  
 $S_{11}(f)$  – atspindžio koeficiento priklausomybė nuo dažnio;



$S_{21}(f)$  – perdavimo koeficiento priklausomybė nuo dažnio;

$\sigma_g, \sigma(\omega)$  – grafeno elektrinis laidumas; grafeno elektrinio laidumo priklausomybė nuo dažnio;

$\sigma_{inter}, \sigma_{inter}(\omega)$  – grafeno elektrinio laidumo priklausomybė nuo dažnio, kurį lemia šuoliai juostose;

$\sigma_{intra}, \sigma_{intra}(\omega)$  – grafeno elektrinio laidumo priklausomybė nuo dažnio, kurį lemia šuoliai tarp juostų;

$T$  – temperatūra, K;

$V'$  – išorinė įtampa, keičianti grafeno paviršinį laidumą;

$W$  – plokštelinės antenos plokštelės plotis;

$W_f$  – žadinimo linijos plotis;

$W_j$  – mikrojuostelinio filtro kiekvieno rezonatoriaus plotis ( $j = 1, 2, 3, \dots$ );

$\omega$  – kampinis dažnis;

$\omega_p$  – kampinis plazminis rezonansinis dažnis;

$X_S$  – reaktyvioji varža;

$\xi$  – laisvųjų krūvininkų susidūrimų dažnis;

$Y_0$  – fiderinės linijos būdingasis pilnutinis laidis;

$\underline{Z}_S$  – kompleksinė paviršiaus varža;

$Z_0$  – būdingoji pilnutinė sistemos varža, lygi  $50 \Omega$ .

## Santrumpos

ABS – akrilnitrilo butadieno stirenas;

BFGS – BFGS Quasi-Newton algoritmas;

CABGS – cilindrinis anizotropinis bangolaidis su grafeno sluoksniais;

CBGS – cilindrinis bangolaidis su grafeno sluoksniais;

CMOS – komplementarūs metalo oksido puslaidininkio dariniai;

DCB – daugiasluoksnis cilindrinis bangolaidis;

DNT – dirbtinių neuronų tinklas;

DPB – daugiasluoksnis puslaidininkinis bangolaidis;

DPDMĮ – daugiasluoksniai puslaidininkiniai ir dielektriniai mikrobangų įtaisai;

DPMĮ – daugiasluoksnis puslaidininkinis mikrobangų įtaisas;

EM – elektromagnetinis(-ė) (laukas, banga);

FBW – mikrobangų filtro praleidžiamųjų dažnių juostos plotis (reiškiamas procentais);

FDTD – baigtinių skirtumų laiko sritys;

FR4 – stiklo tekstolitas;

HML – hibridinė meandrinė linija;

LTE	– mobiliojo ryšio technologija (angl. <i>long-term evolution</i> );
MEMS	– mikroelektromechaninė sistema;
MJF	– mikrojuostelinis juostinis filtras;
MSE	– vidutinė kvadratinė paklaida (angl. <i>Mean Square Error</i> );
NEMS	– nanoelektromechaninė sistema;
OSS	– vieno žingsnio sekanto algoritmas (angl. <i>One Step Secant</i> );
PA	– plokštelinė antena;
PEDOT/PSS	– poli-3-4-etilendioksitiopeno polistireno sulfonatas, polimeras sudarytas iš dviejų jonomerų;
RB	– atsparaus atgalinio sklidimo algoritmas (angl. <i>Resilient Rackpropagation</i> );
RMSE	– vidutinė kvadratinė paklaida (angl. <i>Root Mean Square Error</i> );
RFID	– atpažinimas radijo dažniu;
SCG	– gradientinis algoritmas (angl. <i>Scaled Ccnjugate Gradient</i> );
TEM	– skersinė elektromagnetinė banga;
UWB	– itin plačios juostos bevielio ryšio technologija (angl. <i>Ultra Wide-Band</i> );
WLAN	– belaidis vietinis tinklas (angl. <i>Wireless Local Access Network</i> ).

---

# Turinys

IVADAS .....	1
Problemos formulavimas.....	1
Darbo aktualumas.....	2
Tyrimų objektas .....	3
Darbo tikslas.....	3
Darbo uždaviniai .....	3
Tyrimų metodika .....	3
Darbo mokslinis naujumas .....	4
Darbo rezultatų praktinė reikšmė .....	4
Ginamieji teiginiai.....	5
Darbo rezultatų aprobavimas.....	5
Disertacijos struktūra.....	6
Padėka .....	6
1. DAUGIASLUOKSNIŲ PUSLAIDININKINIŲ IR DIELEKTRINIŲ MIKROBANGŲ ĮTAISŲ APŽVALGA .....	7
1.1. Valdomų parametrų daugiasluoksniai mikrobangų įtaisai.....	7
1.2. Daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose naudojamos medžiagos.....	9
1.2.1. Puslaidininkinės medžiagos.....	9
1.2.2. Dielektrinės medžiagos .....	10
1.2.3. Grafeno taikymas daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose .....	11
1.2.4. Skystieji kristalai .....	17

1.3. Daugiasluoksniai puslaidininkiniai ir dielektriniai įtaisai.....	17
1.3.1. Mikrobangų filtrai.....	18
1.3.2. Bangolaidinės struktūros.....	20
1.3.3. Antenos.....	23
1.3.4. Meandrinės linijos.....	27
1.3.5. Kiti mikrobangų įtaisai.....	28
1.4. Mikrobangų įtaisų charakteristikų prognozavimas.....	29
1.5. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas.....	31
2. VALDOMŲ PARAMETRŲ DAUGIASLUOKSNIŲ MIKROBANGŲ ĮTAISŲ SUDARYMAS IR TYRIMAS.....	33
2.1. Valdomų puslaidininkinių filtrų $S$ parametrų tyrimas.....	34
2.1.1. Pusės bangos ilgio puslaidininkinio mikrojuostelinio filtro matematinis modelis.....	34
2.1.2. Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro sudarymas.....	38
2.1.3. Puslaidininkinio pagrindo įtaka filtro $S$ parametrams.....	41
2.1.4. Krūvininkų tankio įtaka juostinio filtro $S$ parametrų dažninėms charakteristikoms.....	43
2.1.5. Mikrojuostelinio juostinio filtro kompleksinės dielektrinės skvarbos analizė.....	45
2.1.6. Patobulinto mikrojuostelinio juostinio filtro patikra.....	49
2.2. Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterpta medžiaga tyrimas.....	51
2.2.1. Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterpta medžiaga elektrodinaminio modelio sudarymas.....	51
2.2.2. Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterpta medžiaga tyrimas.....	55
2.3. Antrojo skyriaus išvados.....	60
3. DAUGIASLUOKSNIŲ CILINDRINIŲ BANGOLAIDŽIŲ SUDARYMAS IR TYRIMAS.....	61
3.1. Daugiasluoksnio cilindrinio bangolaidžio elektrodinaminis modelis.....	61
3.2. Indžio stibido daugiasluoksnio puslaidininkinio bangolaidžio fazės ir silpimo charakteristikų tyrimas.....	63
3.2.1. Indžio stibido daugiasluoksniai puslaidininkiniai bangolaidžiai.....	63
3.2.2. Indžio stibido daugiasluoksnio puslaidininkinio bangolaidžio dažninių charakteristikų tyrimas.....	65
3.3. Daugiasluoksninių puslaidininkinių bangolaidžių tyrimas sub-THz dažnių ruože.....	69
3.4. Cilindrinio anizotropinio bangolaidžio su grafeno sluoksniais tyrimas.....	75
3.4.1. Cilindrininių anizotropinių bangolaidžių su grafeno sluoksniais sudarymas.....	75
3.4.2. Cilindrininių bangolaidžių su grafeno sluoksniais dažninių charakteristikų tyrimas.....	76
3.5. Trečiojo skyriaus išvados.....	78

4. VALDOMŲ PARAMETRŲ DAUGIASLUOKSNIŲ MIKROBANGŲ ĮTAISŲ CHARAKTERISTIKŲ PROGNOZAVIMAS .....	81
4.1. Hibridinių meandrinųjų vėlinimo linijų dažniųjų charakteristikų prognozavimas.....	82
4.1.1. Hibridinės meandrinės linijos sudarymas .....	82
4.1.2. Hibridinės meandrinės linijos tyrimas .....	84
4.1.3. Eksperimentinis hibridinės meandrinės linijos tyrimas .....	85
4.1.4. Neuronų tinklo sudarymas ir apmokymas .....	87
4.1.5. Rezultatų prognozavimas naudojant tiesioginio sklidimo neuronų tinklą.....	91
4.2. Puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų parametru prognozavimas.....	93
4.2.1. Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro sudarymas.....	94
4.2.2. Neuronų tinklo apmokymas.....	96
4.2.3. Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro <i>S</i> parametru prognozavimo galimybių įvertinimas.....	98
4.3. Ketvirtojo skyriaus išvados .....	100
 BENDROSIOS IŠVADOS .....	 103
LITERATŪRA IR ŠALTINIAI.....	105
AUTORĖS MOKSLINIŲ PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS...115	
SUMMARY IN ENGLISH.....	117



---

# Contents

INTRODUCTION .....	1
Problem Formulation.....	1
Relevance of the Dissertation.....	2
Research Object.....	3
Aim of the Dissertation .....	3
Goals of the Dissertation .....	3
Research Methodology.....	3
Scientific Novelty of the Dissertation .....	4
Practical Value of the Research Findings.....	4
Defended Statements.....	5
Approval of the Research Findings .....	5
The Structure of the dissertation .....	6
Acknowledgement.....	6
1. REVIEW OF MULTILAYER SEMICONDUCTOR AND DIELECTRIC MICROWAVE DEVICES .....	7
1.1. Reconfigurable Semiconductor Multilayer Microwave Devices.....	7
1.2. Materials Used in Semiconductor Multilayer Microwave Devices .....	9
1.2.1. Semiconductor Materials.....	9
1.2.2. Dielectric Materials .....	10

1.2.3. Graphene Applications in Multilayer Microwave Devices .....	11
1.2.4. Liquid Crystals.....	17
1.3. Multilayer Semiconductor Microwave Devices.....	17
1.3.1. Microwave Filters .....	18
1.3.2. Waveguides.....	20
1.3.3. Antennas .....	23
1.3.4. Meander Lines .....	27
1.3.4. Other Microwave Devices .....	28
1.4. Prediction of Characteristics of Microwave Devices.....	29
1.5. First Chapter Conclusions and Formulation of Dissertation Objectives.....	31
2. DESIGN AND INVESTIGATION OF TUNABLE MULTILAYER MICROWAVE DEVICES .....	33
2.1. Investigation of S-parameters of Tunable Semiconductor Filters .....	34
2.1.1. Mathematical Model of Half-Wave Resonator Semiconductor Microstrip Filter.....	34
2.1.2. Design of Semiconductor Bandpass Microstrip Filter .....	38
2.1.3. Influence of Semiconductor Substrate on Filter S-parameters.....	41
2.1.4. Influence of Carrier Density on S-parameters of Bandpass Filter .....	43
2.1.5. Analysis of Complex Dielectric Permittivity of a Microstrip Bandpass Filter .....	45
2.1.6. Verification of an Improved Microstrip Bandpass Filter .....	49
2.2. Research of Patch Antenna with Embedded Material.....	51
2.2.1. Creation of an Electrodynamic Model of a Patch Antenna with Embedded Material.....	51
2.2.2. Research of a Patch Antenna with Embedded Material .....	55
2.3. Conclusions of the Second Chapter .....	60
3. DESIGN AND INVESTIGATION OF MULTILAYER CYLINDRICAL WAVEGUIDES.....	61
3.1. Electrodynamic Model of Multilayer Cylindrical Waveguide.....	61
3.2. Investigation of Phase and Attenuation Characteristics of Indium Antimonide Multilayer Semiconductor Waveguide.....	63
3.2.1. Indium Antimonide Multilayer Semiconductor Waveguides .....	63
3.2.2. Analysis of Frequency Characteristics of Indium Antimonide Multilayer Semiconductor Waveguides.....	65
3.3. Analysis of Multilayer Semiconductor Waveguides in the sub-THz Frequency Range.....	69
3.4. Investigation of Cylindrical Anisotropic Waveguides with Graphene Layers .....	75
3.4.1. Design of Cylindrical Anisotropic Waveguides with Graphene Layers.....	75
3.4.2. Analysis of Frequency Characteristics of Cylindrical Waveguides with Graphene Layers .....	76
3.5. Conclusions of the Third Chapter .....	78



4. PREDICTION OF CHARACTERISTICS OF TUNABLE MULTILAYER MICROWAVE DEVICES ..... 81

4.1. Prediction of Frequency Response of Hybrid Meander Lines.....82

4.1.1. Design of Hybrid Meander Line.....82

4.1.2. Investigation of the Hybrid Meander Line .....84

4.1.3. Eksperimental Study of the Hybrid Meander Line.....85

4.1.4. Design and Training of Neural Network .....87

4.1.5. Prediction Using Feed-Forward Neural Network .....91

4.2. Parameter Prediction of Semiconductor Microstrip Bandpass Filter .....93

4.2.1. Design of Semiconductor Microstrip Band Pass Filter .....94

4.2.2. Neural Network Training .....96

4.2.3. Evaluation of S-parameter Prediction Possibilities of a Semiconductor Microstrip Bandpass Filter .....98

4.3. Conclusions of the Fourth Chapter .....100

GENERAL CONCLUSIONS .....103

REFERENCES .....105

LIST OF SCIENTIFIC PUBLICATIONS BY THE AUTHOR ON THE TOPIC OF THE DISSERTATION .....115

SUMMARY IN ENGLISH.....117



---

# Įvadas

## Problemos formulavimas

Mikrobangų įtaisai dažniausiai kuriami naudojant dielektrines medžiagas, tokias kaip stiklo tekstolitas (FR4), kurio kompleksinė dielektrinė skvarba siaurame dažnių ruože nesikeičia, todėl mikrobangų įtaisų struktūriniai ir elektrodinaminiai parametrai yra statiniai. Tokių mikrobangų įtaisų parametrus pakeisti galima tik pakeitus įtaiso struktūrą. Šiuolaikinėse ryšių technologijose, pvz.: WiFi, WiMax, 5G, būtų aktualu naudoti valdomus mikrobangų įtaisus, kurių parametrus galima keisti realiuoju laiku.

Šiai problemai spręsti siūloma naudoti puslaidininkinių medžiagų sluoksnius, grafeną, nematinių skystųjų kristalų fragmentus. Valdomų elektrodinaminių parametrų mikrobangų įtaisų struktūrose šių medžiagų naudojimas yra mažai ištirtas ir sąlygiškai apribotas dideliu arba reikalingu elektromagnetinių bangų silpumu. Naudojant šias medžiagas sukuriama daugiasluoksnių puslaidininkiniai ir dielektriniai mikrobangų įtaisai, kurių dažnines charakteristikas ir elektrodinaminius parametrus galima greitai valdyti keičiant išorinę temperatūrą ar elektrinį lauką.

Norint greitai ir efektyviai perderinti valdomų mikrobangų įtaisų elektrodinaminius parametrus, būtina parametrus perskaičiuoti įvertinant pasikeitimus, gaunamus pakeitus mikrobangų įtaisų valdymo išorinius veiksnius. Klasikiniai skaitiniai metodai neleidžia atlikti analizės greitai dėl didelių skaičiavimų resursų

ir trukmės. Todėl tikslinga ieškoti būdų paspartinti mikrobangų įtaisų parametru skaičiavimus. Mikrobangų įtaisų elektrodinaminių parametru skaičiavimų trukmei spartinti disertacijoje siūloma naudoti dirbtinių neuronų tinklus.

Disertacijoje sprendžiama daugiasluoksnių puslaidininkių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų kūrimo ir juose sklindančių elektromagnetinių bangų dažninių charakteristikų tyrimo bei prognozavimo problema.

## Darbo aktualumas

Ryšių technologijos yra viena iš prioritetinių sričių, pavyzdžiui, 5G ar 6G technologijų kūrimas. 2014–2020 metais apie 20 mlrd. eurų Europos Sąjungos struktūrinių fondų buvo skirta informacinėms ir ryšio sistemoms kurti. Sparčiai besivystančios daiktų interneto ir biologinių jutiklių technologijos reikalauja pigių, nebrangių, nesudėtingai pagaminamų ryšio įrenginių, kuriuos galima būtų integruoti į daiktų interneto įrangą. Šalia efektyvumo ir kitų kokybinių parametru siekiama, kad įranga atitiktų tam tikrus fizinius parametrus, tokius kaip nedideli matmenys, lankstumas, permatomumas ir kt. Technologinė pažanga reikalauja, kad gaminami mikrobangų įtaisai būtų mažesni, spartesni, efektyvesni.

Valdomų parametru mikrobangų įtaisai gali padėti išspręsti spartos ir efektyvaus darbo problemas. Tačiau jų darbas kartais yra apribotas dėl didelio elektromagnetinio bangų silpimo, mikrobangų įtaisų gamybą sąlygiškai riboja puslaidininkių krūvininkų tankis. Realiame laike valdomi mikrobangų įtaisai reikalauja greito ir efektyvaus parametru skaičiavimo, kuris gali būti įgyvendintas panaudojus dirbtinius neuronų tinklus.

Siekiant patenkinti rinkos poreikį naujoms ryšių technologijoms nagrinėjamos ne tik naujos struktūros, tačiau taip pat ir naujos medžiagos ar jų netipinis pritaikymas. Pavyzdžiui, puslaidininkių parametrai labai priklauso nuo temperatūros, egzistuoja dielektrinės medžiagos, kurių dielektrinė skvarba keičiasi keičiantis darbiniam dažniui. Grafeno laidumą ir nematinių skystųjų kristalų dielektrinę skvarbą galime valdyti prijungę išorinę įtampą.

Daugiasluoksnių mikrobangų įtaisų sudarymo ir dažninių charakteristikų prognozavimo metodai ir jų taikymas mikrobangų, optiniuose ir teraherciniuose įrenginiuose nagrinėjamas vis plačiau. Tai lemia ne tik rinkoje augantis išmaniųjų antenų ir kintamųjų parametru mikrobangų įtaisų poreikis, tačiau ir tobulėjančios gamybos technologijos, leidžiančios pagaminti geresnės kokybės medžiagas ar sudėtingesnių struktūrų įtaisus. Todėl įvairūs struktūriškai ar technologiškai sudėtingi įtaisai gali būti pritaikyti praktiškai – ryšių sistemose, išmaniųjų antenų ir filtrų srityje, daiktų interneto srityje, biologiniuose jutikliuose ir kitoje įrangoje.

## Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas – daugiasluoksniai puslaidininkiniai ir dielektriniai mikrobangų įtaisai bei jų charakteristikų tyrimo ir prognozavimo metodai.

## Darbo tikslas

Šio darbo tikslas – sukurti ir tobulinti daugiasluoksnius puslaidininkinius ir dielektrinius mikrobangų įtaisus, panaudojant papildomus sluoksnius, ir ištirti šių sluoksnių įtaką mikrobangų įtaisų charakteristikoms bei įvertinti mikrobangų įtaisų charakteristikų prognozavimo galimybes.

## Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti darbe reikia spręsti šiuos uždavinius:

1. Sukurti naujus ir patobulinti esamus daugiasluoksnius puslaidininkinius ir dielektrinius mikrobangų įtaisus, panaudojant papildomus dielektrikų, puslaidininkių, grafeno arba skystųjų kristalų sluoksnius.
2. Apskaičiuoti ir ištirti daugiasluoksniuose puslaidininkiniuose ir dielektriniuose mikrobangų įtaisuose sklindančių elektromagnetinių bangų fazės ir silpimo charakteristikas, mikrobangų įtaisų parametrus.
3. Sukurti daugiasluoksnių puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų dažnių charakteristikų prognozavimo metodą, paremtą dirbtiniais neuronų tinklais, ir jį ištirti.

## Tyrimų metodika

Darbe taikomi metodai:

1. Mažiausiųjų kvadratų, momentų ir baigtinių skirtumų laiko srities metodai taikomi daugiasluoksniams puslaidininkiniams ir dielektriniams mikrobangų įtaisams modeliuoti, mikrobangų elektrodinaminėms charakteristikoms ir įtaisų elektriniams parametrams skaičiuoti bei palyginti.

2. Eksperimentiniai dažniųjų charakteristikų matavimo metodai buvo taikomi hibridinių meandrinių linijų prototipo perdavimo koeficientui matuoti.
3. Dirbtinių neuronų tinklų metodai buvo taikomi hibridinių meandrinių linijų dažniųjų charakteristikų ir daugiasluoksniųjų puslaidininkinių mikrobangų filtrų dažniųjų charakteristikų prognozei.

## Darbo mokslinis naujumas

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

1. Sudarytos naujos ir patobulintos esamos mikrobangų įtaisų struktūros, apskaičiuoti daugiasluoksniųjų puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų elektrodinaminiai parametrai ir gauti įtaisų tyrimų rezultatai.
2. Patobulinta WiFi / WiMax mikrojuostelinė plokštelinė antena, įterpiant E7 tipo nematinio skystojo kristalo fragmentą, kuris pagerina antenos dažnines charakteristikas.
3. Nustatyta didelės dielektrinės skvarbos dielektrinių sluoksnių įtaka daugiasluoksniuose puslaidininkiniuose bangolaidžiuose sklindančių elektromagnetinių bangų fazės ir silpimo koeficientams.
4. Naudojant dirbtinius neuronų tinklus Matlab™ programine įranga sukurta programa, leidžiančios prognozuoti hibridinių meandrinių vėlinimo linijų ir puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų dažnines charakteristikas. Charakteristikų prognozavimas leidžia paspartinti mikrobangų įtaisų kūrimą ir derinimą.

## Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Pasiūlytas WiFi / WiMax plokštelinės antenos patobulinimas, įterpiant nematinių skystųjų kristalų fragmentą, kuris leidžia pagerinti antenos atspindžio koeficientą.

Pasiūlytas hibridinės meandrinės vėlinimo linijos patobulinimas, pakeičiant rites pasyviais planariais induktyviaisiais komponentais kraštuose, kurie leidžia sumažinti fizinius hibridinės meandrinės vėlinimo linijos matmenis.

Sukurtos dirbtiniais neuronų tinklais grįstos dažniųjų charakteristikų prognozavimo programos Matlab™, kurios leidžia itin sumažinti hibridinės meandrinės

vėlinimo linijos ir p-Ge puslaidininkio mikrojuostelinio juostinio filtro charakteristikų skaičiavimo laiką, lyginant su skaitiniais elektrodinaminiais metodais, taikomais specializuotose programinėse įrangose.

Pasiūlytas daugiasluoksnis cilindrinis bangolaidis, sudarytas iš dviejų išorinių sluoksnių, kurių savybes galima keisti, keičiant sluoksnio kompleksinę dielektrinę skvarbą, tai leidžia valdyti daugiasluoksnio cilindrinio bangolaidžio elektrodinaminius parametrus krūvininkų tankiu ir išoriniu elektriniu lauku. Toks bangolaidis su išoriniais sluoksniais sumažina elektromagnetinių bangų silpimą.

## Ginamieji teiginiai

1. n-SiGe daugiasluoksniame puslaidininkiniame bangolaidyje naudojant dielektriką, kurio  $\epsilon'_r \approx 36$ , yra sumažinamas ribinis dažnis ir susiaurinamas darbo dažnių ruožas, pasiekiamas mažesnis nei 0,05 normuotasis silpimas, mažiausią normuotąjį silpimą 0,0053 galima pasiekti, kai dielektriko sluoksnio storis yra 10  $\mu\text{m}$ .
2. Si daugiasluoksniame puslaidininkiniame cilindriniam bangolaidyje su grafeno sluoksniais galima gauti diferencinį fazės koeficiento pokytį pagrindinio tipo bangai  $\Delta\beta = 2390 \text{ rad/m}$ , kai grafeno elektrocheminis potencialas  $\mu_c$  pakinta nuo 0,15 eV iki 0,2 eV, kai grafeno sluoksnio storis  $d_2 = 1 \text{ nm}$ .
3. Prognozuojant p-Ge puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų  $S_{21}$  koeficientų dažnines charakteristikas su dirbtinių neuronų tinklais, prognozė naudojant BFGS Quasi-Niutono mokymo algoritmą, kurios tikslumas  $\text{MSE} = 0,0034$  ir  $\text{RMSE} = 0,0580$ , trunka 5000 kartų greičiau lyginat su elektrodinaminiais metodais.

## Darbo rezultatų apibavimas

Disertacijos tema yra atspausdinti 6 moksliniai straipsniai: 2 – recenzuojamuose mokslo žurnaluose, įtrauktuose į *Clarivate Analytics Web of Science* sąrašą (Plonis et al., 2019; Rusen et al., 2021a); 2 – recenzuojamoje konferencijų medžiagoje, įtrauktoje į *Clarivate Analytics Web of Science* sąrašą (Šlegerytė et al., 2019; Rusen et al., 2021b), 2 – recenzuojamoje IEEE Xplore tarptautinių konferencijos medžiagoje (Rusen et al., 2021c; Rusen ir Plonis, 2021).

Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo paskelbti aštuoniose mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje:

- Jaunųjų mokslininkų konferencijoje „Mokslas – Lietuvos ateitis: Elektronika ir Elektrotechnika“ 2019 m. Vilniuje, Lietuvoje;
- Tarptautinėje konferencijoje „Electrical Electronic and Information Sciences (eSTREAM)“ 2019, 2020, 2021 m. Vilniuje, Lietuvoje;
- Tarptautinėje konferencijoje „IEEE Workshop on Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)“ 2019 ir 2021 m. Rygoje, Latvijoje;
- Tarptautinėje konferencijoje „IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)“ 2021 m. Vilniuje, Lietuvoje ir 2021 m. Rygoje, Latvijoje.

## Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, keturi skyriai ir rezultatų apibendrinimas.

Darbo apimtis yra 132 puslapiai, tekste panaudotos 36 numeruotos formulės, 43 paveikslai ir 3 lentelės. Rašant disertaciją buvo panaudoti 99 literatūros šaltiniai.

## Padėka

Disertacijos autorė dėkoja moksliniam vadovui prof. dr. Dariui Ploniui už motyvaciją ir vertingus patarimus bei visapusišką pagalbą tobulėjant. Autorė dėkinga prof. habil. dr. Yevhen Yashchynyn už pasidalinimą neįkainojama mokslinė patirtimi stažuotės Varšuvos technologijų universitete metu. Už palaikymą ir patarimus doktorantūros studijų metu autorė dėkinga VILNIUS TECH Elektroninių sistemų katedros kolegoms.

Autorė dėkinga savo tėvams Rimantui ir Danguolei Šlegeriams už įskiepytą norą siekti žinių ir broliui Rimantui Šlegeriui už parodytą puikų pavyzdį. Taip pat autorė dėkoja savo vyrui Lucian Rusen už kantrybę, palaikymą ir optimizmą ir draugams už skatinimą bei supratimą.



---

## **Daugiasluoksnių puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų apžvalga**

Skyriuje analizuojami daugiasluoksniai puslaidininkiniai ir dielektriniai mikrobangų įtaisai (DPDMI), įtaisų struktūros, įtaisuose naudojamos medžiagos ir taikomi tyrimų metodai. Analizės metu siekiama suformuluoti darbo uždavinius. Aptariami bangolaidiniai mikrobangų įtaisai, mikrobangų filtrai, taip pat atliekama vėlinimo linijų apžvalga. Aptariamos DPDMI naudojamos medžiagos, intelektualieji ir eksperimentiniai metodai.

Skyriaus tema paskelbtas vienas autorės straipsnis (Šlegerytė et al., 2019), medžiaga pristatyta dviejose konferencijose.

### **1.1. Valdomų parametrų daugiasluoksniai mikrobangų įtaisai**

Valdomų parametrų mikrobangų įtaisų poreikis nuolat besivystančiose ryšio technologijose yra didelis, kadangi reikia spręsti atsirandančias naujas problemas. Pa-

vyzdžiui, mobilusis telefonas iš tikrųjų yra labai sudėtingas daugiadiapazonis įrenginys, turintis labai mažą formos faktorių (Gu, 2015). Mobilieji telefonai gali dirbti keliuose skirtinguose dažnių ruožuose ir palaiko kelias skirtingas ryšio technologijas (standartus). Naujos kartos 5G ryšio technologijos numatyti darbo dažniai yra 700 MHz, 3,5 GHz ir 28 GHz. Naudojamų ryšio technologijų ir dažnių ruožų skaičius didėja, todėl vis rečiau naudojami diskretiniai mikrobangų įtaisai ir gana aktyviai ieškoma sprendimų kintamųjų parametru ar derinamiems mikrobangų įtaisams įgyvendinti. Dažniausiai pasitaikantys valdomų parametru įtaisai yra fazės keitikliai, valdomo kryptingumo antenos, filtrai, įtampa valdomi osciliatoriai (Ahmed et al., 2015) ir kt. Kintamųjų parametru bangolaidinės struktūros taip pat plačiai taikomos įvairiuose mikrobangų įtaisuose.

Valdomų parametru mikrobangų įtaisams kurti gali būti taikomi keli metodai: naudojamos medžiagos, kurių parametrus galima keisti elektriškai (Ahmed et al., 2015) arba kitomis išorinėmis priemonėmis, pasitelkiami įvairūs konstrukciniai sprendimai, mechaniniai ir elektriškai valdomi jungikliai ar struktūros, keičiančios matmenis, arba taikomi kombinuoti metodai, apimantys tiek medžiagų, tiek struktūrų taikymą.

Mikrobangų parametru keitimo (valdymo) metodus galime suskirstyti į dvi grupes: diskretinis valdymas (parametru keitimas) ir tolydinis valdymas (parametru keitimas). Diskretinio valdymo įtaisuose paprastai naudojami PIN diodai arba MEMS (angl. *microelectromechanical system* – MEMS) jungikliai (Llomas-Garro & Brito-Brito, 2010). Papildomų perjungimo elementų naudojimas padidina mikrobangų įtaisų matmenis, struktūra tampa sudėtingesnė.

Tolydiniam parametru keitimui įgyvendinti gali būti naudojamos medžiagos, kurių parametrus galima keisti. Valdomų parametru filtruose taip pat naudojami MEMS kondensatoriai ar kintamosios talpos diodai (varaktoriai) ir kiti metodai (Yasir et al., 2019). Siekiant geriausio rezultato, skirtingos technologijos gali būti derinamos tarpusavyje.

Šiuolaikinėse technologijose dėl plataus naudojamo dažnių diapazono ir taikomų skirtingų standartų naudoti diskretinius radijo ir mikrobangų filtrus yra netikslinga (Thilagavathi & Balakumar, 2017). Dažnai naudojami derinami ar valdomų parametru mikrobangų filtrai, kuriuos galima perjungti iš vieno dažnio į kitą. Ieškoma naujų technologinių sprendimų.

Tam tikros medžiagos, pavyzdžiui, puslaidininkiai, yra labai jautrios temperatūros svyravimams. Keičiantis temperatūrai pasikeičia puslaidininkinės medžiagos laidumas ir dielektrinė skvarba, todėl keičiasi ir iš puslaidininkinių medžiagų pagamintų įtaisų elektriniai parametrai. Į šį reiškinį galime žiūrėti dvejopai: kaip į problemą, kurią reikia pašalinti, arba kaip į galimybę keisti mikrobangų įtaisų parametrus elektriškai. Pavyzdžiui, iš InP pagaminto filtro elektriniai parametrai gali būti valdomi keičiant temperatūrą (Liu et al., 2010). Atlikę InSb plokštelės su periodiškai atsikartojančiomis angomis tyrimą autoriai parodė, kad rezonansinis

filtro pralaidumas ir rezonansinis dažnis didėja, didėjant temperatūrai. Temperatūrai padidėjus nuo 225 K iki 325 K, plokštelių su stačiakampėmis ir pliuso formos angomis rezonansinis dažnis padidėja ir artėja prie įsisotinimo verčių 1,49 THz ir 1,55 THz.

Apžvelgus mikrobangų įtaisų parametų valdymo (įtaisų derinimo) metodus, galima matyti, kad šiuolaikinių mikrobangų įtaisų parametų valdymas yra labiau diskretinis, t. y. naudojami PIN diodai, MEMS ar NEMS jungikliai ar varaktoriai, dėl kurių mikrobangų įtaisų struktūra tampa sudėtingesnė.

## 1.2. Daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose naudojamos medžiagos

Poskyryje nagrinėjamos daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose naudojamos medžiagos, tokios kaip puslaidininkiai, dielektrikai, skystieji kristalai ar grafenas. Nuo naudojamų medžiagų savybių priklauso mikrobangų įtaisų parametrai, taip pat jų taikymo galimybės.

Jeigu medžiagos dielektrinę ar magnetinę skvarbą galima keisti, koreguoti ar valdyti elektriniu ar magnetiniu lauku (Ahmed et al., 2015), temperatūra, šviesa ar kitomis išorinėmis priemonėmis, tokią medžiagą galima vadinti kintamųjų parametų medžiaga.

### 1.2.1. Puslaidininkinės medžiagos

Puslaidininkinių medžiagų naudojimas mikrobangų įtaisuose kelia tam tikrų iššūkių, kadangi puslaidininkinių medžiagų parametrai labai priklauso nuo temperatūros. Todėl tikslinga nagrinėti, kokią įtaką medžiagų pasikeitimai daro įtaisų, kuriuose šios medžiagos naudojamos, charakteristikoms.

Puslaidininkinių medžiagų elektrinė varža paprastai svyruoja intervale nuo  $10^{-2}$  iki  $10^9 \Omega/\text{cm}$ . Jų laidumas labai priklauso nuo naudojamų priemaišų, net labai nedideli jų kiekiai gali labai stipriai pakeisti puslaidininkinės medžiagos laidumą. Dėl šių savybių puslaidininkinės medžiagos tinkamos elektrinių įtaisų gamybai. Puslaidininkinių medžiagų savybės gana stipriai skiriasi (Harris, 2003). Mikrobangų elektronikoje paprastai naudojamos medžiagos yra germanis (Ge), silicis (Si), silicio karbidas (SiC), galio arsenidas (GaAs), indžio fosfidas (InP) ir kitos. Dėl savo fizinių savybių tam tikros puslaidininkinės medžiagos yra labiau tinkamos ir plačiau naudojamos aukštesniuose dažniuose, pavyzdžiui, InP.

Vienas iš parametų, aprašančių puslaidininkines medžiagas, yra draudžiamosios juostos plotis. Pavyzdžiui, Si draudžiamosios juostos plotis 300 K temperatūroje yra 1,12 eV. GaAs atitinkamai turi 1,35 eV, o InP – 1,29 eV draudžiamosios juostos plotį kambario temperatūroje. Draudžiamosios juostos plotis lemia,

kokią krūvių koncentraciją turi grynasis puslaidininkis. Esant didesniam draudžiamosios juostos pločiui krūvininkų koncentracija grynajame puslaidininkyje gali būti mažesnė. Tai lemia didesnę puslaidininkinio pagrindo varžą.

Puslaidininkinių medžiagų santykinė dielektrinė skvarba keičiasi keičiantis temperatūrai, optiniam apšvietimui ar magnetiniam laukui. Šias savybes galima panaudoti sudarant valdomų parametrų mikrobangų įtaisus. Be to, dėl menamosios dielektrinės skvarbos dydžio teraherciniuose dažniuose iš puslaidininkinių medžiagų pagaminti įtaisai, pavyzdžiui, filtrai, galėtų pasižymėt geresnėmis perdavimo savybėmis negu iš metalo pagaminti įtaisai dėl mažesnių nuostolių (Liu et al., 2010).

Si – labiausiai paplitusi medžiaga puslaidininkinių įtaisų gamyboje. Technologiniai silicio gamybos procesai leidžia išgauti itin gryną puslaidininkį, kuriame nepageidaujamų priemaišų yra mažiau nei 1 dalis iš milijardo (Harris, 2003). Paprastai silicis naudojamas dažniuose iki 4 GHz, tačiau diskretiniai elektronikos įtaisai, tokie kaip PIN diodai, gaminami ir esant aukštesniems dažniams. Silicis paprastai legiruojamas fosforu, siekiant gauti n tipo priemaišinį puslaidininkį, ir boru, siekiant gauti p tipo puslaidininkį.

Silicio germanidas (SiGe) yra puslaidininkis, kuris dažnai yra naudojamas puslaidininkiniuose bangolaidžiuose. Pavyzdžiui, SiGe optiniai bangolaidžiai yra naudojami formuojant optinius sujungimus. Taip pat SiGe bangolaidžiai naudojami kaip fotodetektoriai ar optiniai jungikliai (ryšio dažniuose). SiGe puslaidininkis gali būti naudojamas ir vidutiniame infraraudonųjų dažnių ruože įtaisuose, naudojamuose duomenims perduoti (Feng & Xue, 2020).

InSb yra puslaidininkis, dažnai naudojamas aukštų dažnių srityje. Medžiagos platų naudojimą lemia siaura draudžiamoji juosta, didelis elektronų tankis ir didelis krūvininkų judris (Ranjana et al., 2014). InSb turi bene didžiausią krūvininkų judrį kambario temperatūroje, lyginant su kitomis puslaidininkinėmis medžiagomis. InSb draudžiamoji juosta yra 0,17 eV 300 K temperatūroje (Ranjana et al., 2015). Be to, medžiaga yra suderinama su standartiniais puslaidininkinių įtaisų gamybos procesais. Todėl ją galima naudoti aukštadažniuose komponentuose (dirbančiuose THz dažnių ruože), kuriuos galima integruoti į sistemas luste arba kitus mikrobangų įtaisus, taip pat ir bangolaidžius (Ma et al., 2016).

Gana retai yra tiriami daugiasluoksniai mikrobangų įtaisai, kurių pagrindui yra naudojami papildomi puslaidininkių sluoksniai, arba nėra nagrinėjama, kaip keičiasi įtaisų parametrai pasikeitus puslaidininkinio pagrindo charakteristikoms, kurios priklauso nuo temperatūros.

### 1.2.2. Dielektrinės medžiagos

Dielektrinių medžiagų pasirinkimą mikrobangų ir sub-THz dažniuose dirbantiems įtaisams paprastai lemia du parametrai – realioji dielektrinės skvarbos dalis ir

nuostolių tangentas. Sudarant aukštuose dažniuose veikiančius įtaisus reikia vertinti tai, kad dielektrikų dielektrinė skvarba gali kisti ir priklausyti nuo dažnio. Toks efektas daro įtaką mikrobangų įtaiso dažninėms charakteristikoms, kurias tikslinga tirti, siekiant gerai suprasti aukštadažnių daugiasluoksnių mikrobangų įtaisų veikimą.

Realių medžiagų dielektrines savybes apibūdina santykinė kompleksinė dielektrinė skvarba (Nickelson, 2019):

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' , \quad (1.1)$$

čia  $\varepsilon_r'$  ir  $\varepsilon_r''$  – realioji ir menamoji santykinės dielektrinės skvarbos dalys. Realioji dalis yra vadinama dielektrine skvarba, kurios vertė yra susijusi su energija, sukaupia medžiagoje. Menamoji dalis nusako dielektrinius nuostolius dielektrike.

Dielektrinių medžiagų pasirinkimą lemia tokie faktoriai kaip nedidelė kaina, paprastas medžiagos apdorojimas, prieinamumas ir kitos. Valdomų mikrobangų įtaisų srityje gana aktuali kintama dielektrinė skvarba. Šią savybę turi steatitas, titano polistirenas, cirkonio alavo titanitas. Buvo parodyta (Bolivar et al., 2003), kad šių dielektrikų santykinė dielektrinė skvarba ir dielektrinių nuostolių tangentas priklauso nuo dažnio. Šių matavimų duomenys buvo panaudoti modeliuojant cilindrinį puslaidininkinį daugiasluoksnių bangolaidį fazinių ir silpimo charakteristikų tyrimui, plačiau aptartam 3.3 poskyryje.

### 1.2.3. Grafeno taikymas daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose

Grafenas pirmą kartą buvo pagamintas 2004 metais mechaninio sluoksniavimo būdu (Novoselov et al., 2004). Nuo pat grafeno atradimo vyksta diskusijos apie galimybes naudoti grafeną elektronikos įtaisuose. Įgyvendinami technologiniai sprendimai reikalauja specifinių savybių, tokių kaip medžiagų skaidrumas ar lankstumas. Jų tradicinės medžiagos negali pasiūlyti, todėl grafenas kaip medžiaga pastaruoju metu įgauna vis didesnę populiarumą.

Yra keturios pagrindinės grafeno gamybos technologijos – sluoksniavimas, cheminis garų nusodinimas, epitaksinis auginimas ir grafeno oksido skaidymas hidrazine (Dragoman et al., 2010). Technologijos tobulinamos, kadangi svarbu gauti kuo geresnės kokybės grafeną. Šiuo metu didžioji dalis grafeno vis dar yra pagaminama sluoksniavimo technologija, kadangi ji leidžia gauti geriausios kokybės grafeną (Probst et al., 2015). Nagrinėjat grafeno pritaikymo galimybes ir įtaisus, gana svarbu, kad gamybos technologija būtų lengvai pritaikoma gamyboje. Todėl vis plačiau nagrinėjama galimybė spausdinti grafeno struktūras naudojant grafeno rašalą. Pastaruoju metu pasirodė tyrimų, kuriuose tiriami mikrobangų įtaisai (antenos, filtrai ir kt.), kurie gaminami norimą grafeno struktūrą atspausdinant grafeno rašalu. Ši gamybos technologija turi didelių perspektyvų

daiktų interneto srityje ir dėvimos elektronikos gamyboje. Grafenas turi dvi savybes, kurios leidžia šią medžiagą pritaikyti būtent tokiuose įrenginiuose: tai lankstumas ir skaidrumas.

Grafeno taikymas mikrobangų ir sub-THz dažnių įtaisuose turi gana plačias perspektyvas, tačiau susiduriama ir su tam tikrais sunkumais. Pagrindinės priežastys (Dragoman et al., 2010), kodėl grafenas vis dar nėra masiškai naudojamas mikrobangų įtaisuose, yra dėl standartinių GaAs, SiGe, InP ar didelės varžos Si gamybos technologijų naudojimas puslaidininkiniams mikrobangų įtaisams ir didelis anglies nanovamzdelių impedansas, kuris yra susijęs su fizinėmis grafeno savybėmis.

Grafenu yra vadinama 2D medžiaga, sudaryta iš vieno ar kelių anglies atomų sluoksnių. Vienasluoksnis grafenas yra labai plonas. Laikoma, kad vieno sluoksnio storis yra 0,34 nm. Grafenas, lyginant su standartinėmis, puslaidininkiuose naudojamomis medžiagomis, pasižymi gana neįprastomis savybėmis, todėl vis plačiau nagrinėjamos galimybės išnaudoti jo galimybes mikrobangų, teraherciniame ar optiniame dažnių ruožuose (Dragoman et al., 2013). Fizinės grafeno savybės labai priklauso nuo dažnio, todėl jos gali skirtis priklausomai nuo to, kuriame dažnių ruože yra dirbama. Pavyzdžiui, optiniuose arba teraherciniuose dažniuose pasireiškia grafeno savybė praleisti paviršinį plazmoną.

Grafenas pasižymi specifinėmis savybėmis, kurios domina mokslininkus ir inžinierius. Viena iš tokių savybių – didelis krūvininkų judris. Nustatyta, kad kai kurių grafeno atmainų krūvininkų judris kambario temperatūroje gali siekti  $200\,000\text{ cm}^2/\text{Vs}$  (Dragoman et al., 2013). Kambario temperatūroje krūvininkų judris sumažėja, judriui įtakos turi ir įtaiso matmenys. Įprastai laikoma, kad grafeno krūvininkų judris mikrobangų įtaisuose neviršija  $100\,000\text{ cm}^2/\text{Vs}$ .

Bene įdomiausia grafeno savybė žvelgiant iš valdomų parametrų mikrobangų įtaisų perspektyvos yra galimybė keisti grafeno parametrus elektriniu ar magnetiniu lauku. Taip pat grafenas neturi draudžiamosios juostos, todėl pagal savo laidumo savybes jis gali būti laikomas pusmetaliu. Tai reiškia, kad grafenas sunkiai pritaikomas skaitmeninėje elektronikoje (loginėse grandinėse) ir negali būtų naudojamas jose vietoje silicio CMOS (angl. *Complementary metal–oxide–semiconductor* – CMOS) komponentuose. Naudojant grafeną kaip pakaitalą metalui, galima atpiginti gamybą, padidinti asortimentą (dėl geresnio lankstumo), supaprastinti utilizavimo procesus ir sumažinti CO<sub>2</sub> pėdsaką (Scidà et al., 2018).

Mikrobangų ir sub-THz dažniais dirbančiuose įtaisuose grafenas paprastai yra modeliuojamas kaip nykstamai mažo storio plėvelė. Grafeno paviršinį laidumą lemia šuoliai juostoje ir tarp juostų:

$$\sigma(\omega) = \sigma_{\text{intra}}(\omega) + \sigma_{\text{inter}}(\omega), \quad (1.2)$$

čia  $\sigma(\omega)$  – grafeno elektrinis laidumas,  $\sigma_{\text{inter}}(\omega)$  – grafeno elektrinio laidumo dedamoji, kurią lemia šuoliai juostose,  $\sigma_{\text{intra}}(\omega)$  – grafeno elektrinio laidumo priklausomybė, kurią lemia šuoliai tarp juostų.

Grafeno laidumas išreiškiamas Kubo formule (Bala et al., 2017; Hanson, 2008):

$$\sigma_g = -j \frac{e^2 k_B T}{\pi \hbar (\omega - j2\Gamma)} \left( \frac{\mu_c}{k_B T} + 2 \ln \left( e^{\frac{\mu_c}{k_B T}} + 1 \right) \right) - \frac{j e^2}{4\pi \hbar} \left( \frac{2|\mu_c| - \hbar(\omega - j2\Gamma)}{2|\mu_c| + \hbar(\omega - j2\Gamma)} \right), \quad (1.3)$$

čia  $e$  – elektrono krūvis,  $\hbar$  – normuota Planko konstanta,  $k_B$  – Boltzmano konstanta,  $\omega$  – kampinis dažnis,  $\mu_c$  – elektrocheminis potencialas,  $\Gamma$  – sklaida ir  $T$  – temperatūra.

Yra du būdai keisti grafeno elektrocheminį potencialą: legiravimas priemaisomis ir elektrinio lauko sukūrimas (įtampos prijungimas). Prijungus išorinį elektrinį lauką į grafeno plėvelę patenka daugiau krūvininkų. Dėl to pakinta grafeno paviršinis laidumas, nuo kurio priklauso grafeno dielektrinė skvarba. Pasikeitus šiems dydžiams gali pakisti ir DPDMĮ, kuriame naudojami grafeno sluoksniai, charakteristikos. Tai reiškia, kad jas galima būtų dinamiškai valdyti keičiant prie grafeno plėvelės prijungtos įtampos dydį.

Mikrobangų ruože fotono energija yra mažesnė už grafeno Fermi energiją, todėl šuoliai juostoje yra negalimi pagal Pauli draudimo principą. Dėl šių priežasčių grafeno paviršinis laidumas priklauso tik nuo šuolių tarp juostų. Dėl to grafeno paviršinis laidumas gali būti skaičiuojamas pagal išraišką:

$$\sigma_{\text{intra}}(\omega, \mu_c, \tau, T) = - \frac{e^2 k_B T}{\pi \hbar (j\omega + \tau^{-1})} \left( \frac{\mu_c}{k_B T} + 2 \ln \left( e^{\frac{\mu_c}{k_B T}} + 1 \right) \right). \quad (1.4)$$

Kadangi nėra šuolių energetinėje juostoje lemiamos laidumo juostos dugno, mikrobangų ruože grafenas gali būti apibūdintas pilnutine paviršiaus varža (Liu et al., 2017a):

$$\underline{Z}_s = \frac{1}{\sigma_{\text{intra}}} = R_s + jX_s. \quad (1.5)$$

Kompleksinę paviršiaus varžą galima išreikšti per dvi dedamąsias: nuo dažnio nepriklausančią aktyviąją varžą  $R_s$  ir nykstamai mažą (0,2–3  $\Omega$  eilės) induktyvaus pobūdžio reaktyviąją varžą  $X_s$ . Reaktyvioji varža yra nykstamai maža todėl, kad mikrobangų ruože grafeno aktyvioji varža nepriklauso nuo dažnio. Didinant Fermi energiją, aktyvioji varža mažėja. Toks varžos kitimas sudaro prielaidas kurti elektriškai valdomus įtaisus, kadangi Fermi energija gali būti keičiama elektriniu lauku, prijungus išorinę įtampą.

Prijungus išorinį elektrinį lauką grafeno plėvelės elektrocheminis potencialas padidėja. Nuolatinė įtampa keičia grafeno paviršinį laidumą. Tai nutinka dėl Fermi lygių poslinkio:

$$\mu_c = e\alpha V' = eV, \quad (1.6)$$

čia  $V'$  – išorinė įtampa,  $\alpha$  – parametras, priklausantis nuo geometrijos (Pierantoni et al., 2013).

Nagrinėjant Kubo formulę (1.3) atkreiptinas dėmesys, kad grafenas yra nuo dažnio priklausanti medžiaga. Tai reiškia, kad grafeno savybės skiriasi, pavyzdžiui, mikrobangų ir teraherciniame ruože (Bozzi et al., 2015). Mikrobangų ruože grafenas yra vidutiniškas laidininkas, lyginant su metalais, dėl didelės paviršinės varžos. Dėl to kyla diskusijų dėl grafeno naudojimo pasyviuose mikrobangų įtaisuose. Tam tikrais atvejais kitos grafeno savybės suteikia įrenginiui privalumų, lyginant su metalais. Visų pirma, grafenas gali egzistuoti kaip labai plona laidų plėvelė. Tai didelis pranašumas, nes negalima pagaminti tokio plono vario sluoksnio, kokį galime turėti pagamintą iš grafeno. Kitas pavyzdys, mažinant vario struktūros matmenis, jo laidumo savybės blogėja daug greičiau nei grafeno (Pierantoni et al., 2013).

Grafeno elektrocheminis potencialas priklauso nuo prijungtos išorinės įtampos (Zhou & Du, 2018). Keičiant išorinę įtampą keičiasi elektrocheminio potencialo vertė (1.6). Nuo elektrocheminio potencialo priklauso grafeno krūvininkų tankis, kuris lemia grafeno paviršinį laidumą, kuris yra skaičiuojamas pagal Kubo formulę (1.3). Grafeno laidumo priklausomybės nuo dažnio, esant skirtingoms elektrocheminio potencialo vertėms, pateiktos 1.1 paveiksle, a. 1.1 paveiksle, b, pateikiama grafeno varžos priklausomybė nuo dažnio teraherciniame dažnių ruože.

Keičiantis grafeno laidumui keičiasi ir kompleksinė dielektrinė skvarba:

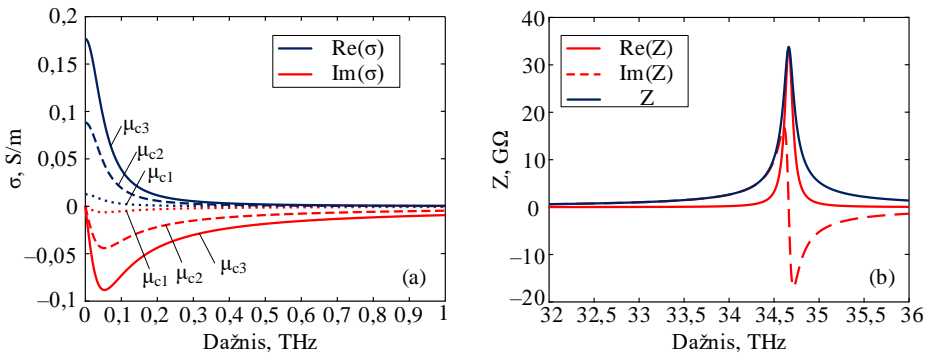
$$\underline{\varepsilon} = 1 + \frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0\Delta} = 1 - \frac{\text{Im}(\sigma)}{\omega\varepsilon_0\Delta} + j\frac{\text{Re}(\sigma)}{\omega\varepsilon_0\Delta}. \quad (1.7)$$

Kompleksinė dielektrinė grafeno skvarba lemia grafeno elektromagnetines savybes. Kompleksinės dielektrinės skvarbos priklausomybė nuo įtampos pateikta 1.2 paveiksle. Mikrobangų ruože grafenas elgiasi kaip pusmetalys, todėl jo dielektrinės skvarbos realioji dalis yra neigiama (1.2 pav., a). Menamoji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis (1.2 pav., b) lemia nuostolius, todėl, renkantis grafeno sluoksnio valdymo įtampą, reikia įvertinti nuostolius ir parinkti optimaliausius parametrus.

Analizuojant grafeno taikymo galimybes mikrobangų ruože, reikėtų skirti dėmesio ir moderniosioms technologijoms ir pažvelgti į grafeno taikymą kitaip.

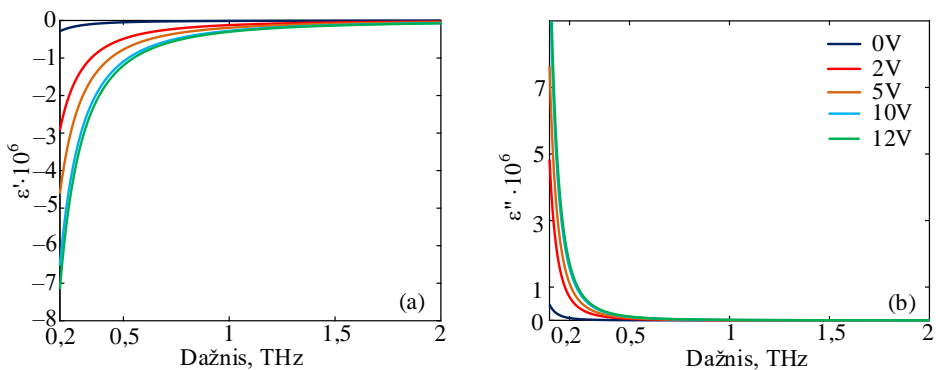


Daiktų interneto technologijos, dėvima elektronika ir biologiniai jutikliai ant žmogaus kūno yra puikus pavyzdys. Vertinant per šių technologijų prizmę, reikalavimai, keliami elektronikos įtaisams, keičiasi – fizinės savybės (lankstumas, skaidrumas, tvirtumas) ir nesudėtinga gamybos technologija gali būti svarbesnės nei geresni DPDMĮ parametrai.



**1.1 pav.** Grafeno kompleksinio laidumo realiosios ir menamosios dalių priklausomybės nuo dažnio (a), kai  $\mu_{c1} = 0$  eV,  $\mu_{c2} = 0,25$  eV,  $\mu_{c3} = 0,5$  eV; grafeno varžos priklausomybė nuo dažnio THz dažnių ruože (b)

**Fig. 1.1.** Dependency of graphene complex conductivity’s imaginary and real parts on frequency (a), when  $\mu_{c1} = 0$  eV,  $\mu_{c2} = 0.25$  eV,  $\mu_{c3} = 0.5$  eV; dependency of graphene resistivity on frequency in the THz range (b)



**1.2 pav.** Grafeno kompleksinės dielektrinės skvarbos realiosios (a) ir menamosios (b) dalių priklausomybės nuo dažnio, kai  $V = 0, 2, 5, 10, 12$  V

**Fig. 1.2.** Dependency of graphene complex permittivity’s real part (a) and imaginary part (b) on frequency when  $V = 0, 2, 5, 10, 12$  V

Dėl savo savybių grafenas neretai įvardijamas kaip medžiaga, tinkanti įvairių elektronikos įtaisų gamyboje. Tokių įtaisų pavyzdžiais gali būti tranzistoriai su grafeno sluoksniais, mikrobangų įtaisai su grafeno sluoksniais (filtrai, bangolaidžiai), kintamųjų parametrų antenos, silpnintuvai ir įvairūs kiti įtaisai. Grafeno naudojimas jų gamyboje gali prisidėti prie sėkmingos miniatiūrizacijos, lanksčių įtaisų kūrimo ar elektriškai derinamų įtaisų sukūrimo (Chen et al., 2013a). Grafeno galimybės taip pat plačiai nagrinėjamos ir optoelektronikoje. Tiriamos galimybės grafeno sluoksnius taikyti įvairiuose modulatoriuose, poliarizatoriuose, dioduose. Literatūroje gana plačiai aprašomi įvairūs mikrobangų įtaisai ir jų taikymai. Vienas iš pavyzdžių galėtų būti poliarizacijos keitiklis (Sounas & Caloz, 2012). Mikrobangų ruože grafenas gali būti naudojamas kaip poliarizacijos keitiklis dėl tokių savo savybių kaip neapgrėžiamumas ir girotropija. Prijungus išorinį magnetinį lauką grafenas keičia poliarizaciją ir posūkio kampą.

Literatūroje aprašomos mikrobangų įtaisų struktūros paprastai sudaromos taikant standartinius metodus. Dažniausiai pasitaikančias struktūras galima klasifikuoti į tris pagrindines grupes. Pirmoji grupė – grafeno struktūra, formuojama ant dielektrinio pagrindo. Antroji grupė – grafeno sluoksnis, įterpiamas tarp dviejų dielektriko sluoksnių, ir trečioji grupė – standartinė modulio struktūra, papildoma grafeno elementais, juos įterpiančią į pačią struktūrą. Tai leidžia užtikrinti įrenginio derinimą. Standartiniai sprendimai ne visuomet veikia naudojant grafeną, todėl būtina ieškoti naujų sprendimų (ypač mikrobangų elektronikos srityje).

Vienas iš tokių naujų sprendimų yra spausdinimo grafeno rašalu technologija, leidžianti spausdinti grafeno struktūras ant pasirinkto paviršiaus. Tokią technologiją galima taikyti daiktų interneto ar dėvimos elektronikos srityje (Torrise et al., 2012; Pan et al., 2018). Lanksčių elektronikos įtaisų poreikis auga gaminant liečiamuosius ekranus, jutiklius, RFID (angl. *Radio-Frequency Identification* – RFID) etiketes ir kitus įtaisus. Pagrindinis spausdinimo technologijos privalumas, lyginant su pramonine gamyba, yra nesudėtinga prototipų gamyba ir galimybė gaminti smulkiais partijomis. Rinkoje galima įsigyti grafeno rašalo, todėl grafeno spausdinimo galimybės yra gana plačiai tiriamos. Yra pademonstruota, kad naudojant spausdinimo grafeno rašalu technologiją galima pagaminti plonasluoksnį tranzistorių, kurio krūvininkų judris  $\mu = 95 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ . Naudojant šią technologiją taip pat galima naudoti didelio laidumo ( $7,3 \cdot 10^4 \text{ S/m}$ ) grafeną antenoms, dirbančioms mikrobangų ruože, spausdinti (Pan et al., 2018a). Tokią spausdintą anteną galima pritaikyti išgaunant mikrobangų energiją, kuri panaudojama daiktų interneto mikrovaldikliui maitinti.

Biologinių jutiklių technologijos yra orientuotos į žmogaus kūno stebėjimą. Kaip ir daiktų interneto technologijos, ši sritis vystosi labai sparčiai. Tradiciniai ir įprasti biologiniai jutikliai turi tam tikrų apribojimų, todėl vystomi nauji duomenų fiksavimo ir interpretavimo metodai, tokie kaip srovės ir potencialo pokyčių fik-

savimas, elektrocheminė arba elektrinė transdukcija. Norint taikyti naujus metodus reikia kurti naujo tipo įrenginius ir grafenas yra svarstomas kaip potenciali medžiaga naujo tipo foto- ir biologiniams jutikliams kurti (Hwang & Kim, 2014).

Pagrindinis ant kūno dėvimų biologinių jutiklių ar jų sistemų reikalavimas yra bevielio ryšio užtikrinimas, kad įranga esant poreikiui galėtų išsiųsti ir priimti duomenis. Šioje srityje gana populiaru yra harmoninių jutiklių technologija. Ji dažniausiai naudojama bevieluose jutikliuose ir RFID technologijose. Pagrindinis technologijos privalumas – aukštas našumas, kadangi išvengiama triukšmų, atsirandančių dėl atspindžių (Sakhdari & Chen, 2016). Sistema gali būti realizuota kaip grafeno pagrindu pagaminta elektros grandinė, kurioje integruotas jutiklis, dažnio daugintuvas ir skaidri grafeno antena. Kadangi grafenas yra ypač skaidrus ir lankstus, tokį sprendimą galima įgyvendinti ir pritaikyti.

Apibendrinant grafeno taikymą mikrobangų įtaisuose galima matyti, kad jo naudojimas daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose tiriamas nesistemiškai, kadangi taikymą riboja didelis elektromagnetinių bangų silpimas.

#### **1.2.4. Skystieji kristalai**

Skystųjų kristalų poliarizaciją galima valdyti išoriniu elektriniu lauku. Pakeitus poliarizaciją, keičiasi elektrinės medžiagos savybės – dielektrinė skvarba. Dėl šios savybės skystuosius kristalus galima naudoti valdomų parametru daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose.

Nematinių skystųjų kristalų molekulės pasižymi dielektrinės skvarbos anizotropija, t. y. skersai ir išilgai molekulės dielektrinė skvarba skiriasi. Naudojant išorinį elektrinį lauką galima valdyti nematinių skystųjų kristalų orientaciją, taip pakeičiant dielektrinę skvarbą elektromagnetinės bangos kryptimi (Ahmed et al., 2015). Nematiniai skystieji kristalai yra gana plačiai taikomi ekranų gamyboje, tačiau mažai tiriamas jų pritaikymas valdomų parametru daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose.

Skystųjų kristalų dielektrinę skvarbą galima valdyti elektriniu lauku, tačiau jų pritaikymas daugiasluoksniuose mikrobangų įtaisuose tiriamas nesistemiškai. Retai nagrinėjami mikrobangų įtaisai, kurių pagrindui naudojamas nematinių kristalų sluoksnis.

### **1.3. Daugiasluoksniai puslaidininkiniai ir dielektriniai įtaisai**

Poskyrio tikslas – apžvelgti DPDMĮ struktūras ir tipus ir išanalizuoti tyrimus, atliktus kitų autorių bangolaidinių DPMĮ, mikrobangų filtrų ir mikrobangų vėlinimo

linijų srityje. Bangolaidiniai mikrobangų įtaisai gali būti įvairių struktūrų ir tipų. Plačiau nagrinėjami DPDMĮ, kuriuose naudojami grafeno sluoksniai.

### 1.3.1. Mikrobangų filtrai

Ryšių įrangoje filtrams tenka didelis vaidmuo. Mikrobangų dažnių filtrai yra vieni iš pagrindinių įtaisų ryšio technologijose, kadangi jie yra naudojami reikiamo dažnio signalui išskirti. Tobulėjant ryšių sistemoms auga ir reikalavimai, keliami filtrams. Mažėjantis ryšio įrenginių formos faktorius lemia, kad reikia mažesnių, lengvesnių ir pigesnių mikrobangų įtaisų, todėl plačiai naudojami derinami filtrai. Pagrindiniai jiems keliami techniniai reikalavimai yra aukštas neapkrauto filtro kokybės faktorius, platus derinimo diapazonas, didelis derinimo greitis ir tiesiškumas, maži matmenys (Thilagavathi & Balakumar, 2017). Metalo pagrindu pagaminti filtrai vis rečiau atitinka reikalavimus dėl savo savybių ir didelių nuostolių. Todėl ieškoma naujų technologijų panaudojant įvairias medžiagas, pavyzdžiui, grafeną, kurio parametrus galima keisti elektriškai.

Du pagrindiniai reikalavimai šiuolaikiniams filtrams (galimybė keisti filtro elektrinius parametrus ir filtro matmenys) kyla iš reikalavimų, keliamų ryšio sistemoms. Šiuolaikinės sistemos turi turėti kaip galima platesnę dažnių ruožo apimtį ir kaip galima mažesnę konstrukciją (Mohottige et al., 2014). Galimybes derinti ar keisti filtro parametrus galima realizuoti įvairiais būdais. Šiuo metu dažniausiai taikomi metodai yra MEMS jungikliai, magnetinis derinimas, elektroninis derinimas naudojant diodus arba feroelektrines medžiagas. Priklausomai nuo reikalavimų, keliamų filtrams, jie gali būti sudaromi naudojant diskretinius elementus arba kaip paskirstytųjų parametru grandinės. Jos gali būti realizuojamos kaip įvairios perdavimo linijų struktūros, tokios kaip bangolaidžiai, koaksialinės linijos ar mikrojuostelinės linijos (Thilagavathi & Balakumar, 2017).

Grafenas yra laikomas perspektyvia medžiaga, kai kalbame apie panašius taikymus, tačiau tyrimai dažniausiai atliekami terahercinių bangų ruože, nes laikoma, kad naudojant vieno sluoksnio grafeno plėvelę gauti rezultatai nėra pakankamai efektyvūs mikrobangų ruože. Keliamą diskusiją, kad mikrobangų ruože reiktų taikyti kitokius sprendimus, tokius kaip grafeno pagrindu pagaminti jungikliai. Vienas iš siūlomų sprendimų yra keičiamų parametru bangolaidinis rezonatorius (Mohottige et al., 2014). Grafeno jungiklis realizuotas kaip tam tikrų matmenų grafeno plėvelės segmentas, esantis ant pagrindo, metalinio reguliatoriaus gale. Tuo metu, kai prie sistemos prijungiama įtampa, grafeno savybės pasikeičia, reguliatoriaus ilgis padidėja ir centrinis rezonatoriaus dažnis pasikeičia. Panašus metodas galėtų būti taikomas ir elektriškai valdomiems mikrobangų filtrams, norint pasiekti efektyvius rezultatus.

Yra pademonstruota, kad grafeno jungikliai gali būti sėkmingai naudojami filtrų parametrų keisti (Ahmad & Budimir, 2016). Autoriai straipsnyje pristatė

6,85 GHz centrinio darbo dažnio filtrą su siaura konfigūruojama dažnių juosta ties 5,8 GHz. Grafenas čia naudojamas kaip jungiklis. Kai prie grafeno elementų nėra prijungtos įtampos, grafenas elgiasi kaip izoliatorius ir filtras praleidžia visus dažnius 3,1–10,6 GHz ruože. Prijungus įtampą, pasikeičia grafeno parametrai, t. y. pakinta grafeno laidumas ir grafeno elgsena tampa kaip laidininko. Šiuo atveju filtro charakteristikoje ties 5,8 GHz matoma siaura silpimo juosta, kuri gali būti pritaikyta WLAN (angl. *Wireless Local Access Network* – WLAN) technologijai.

Žemųjų dažnių mikrojuostelinį filtrą galima sudaryti pakaitomis vieną prie kito jungiant labai didelės ir labai mažos charakteringosios pilnutinės varžos linijas. Tokie filtrai paprastai vadinami laiptuotos pilnutinės varžos filtrais. Šių filtrų populiarumą lemia (Pozar, 2011) tai, kad jie lengvai projektuojami ir užima daug mažiau vietos nei kilpos formos struktūros. Tokio filtro pavyzdžiu galėtų būti pilnutinės varžos žemųjų dažnių filtras su 2,5 GHz ribiniu dažniu (Zhou & Du, 2018). Naudojant grafeno pagrindu pagamintą plėvelę galima pagaminti efektyvų filtrą su įėjimo nuostoliais, neviršijančiais 0,67 dB pralaidumo juostoje. Gaminant filtrą metalas yra pakeičiamas didelio laidumo ( $10^6$  S/m) grafeno plėvele.  $S$  parametrų matavimais ir modeliavimu parodyta, kad grafeno pagrindu pagamintas filtras gali sėkmingai pakeisti vario pagrindu pagamintą filtrą.

Mikrobangų filtrai gali būti formuojami ant dielektriko uždedant reikiamos struktūros grafeno sluoksnį. Juostinis grafeno filtras su derinama pralaidumo juosta ir plokščia dažnine charakteristika (Deng et al., 2015) formuojamas ant silicio plokštelės uždedant 0,5 nm storio grafeno sluoksnį. Taip suformuojamas grafeno bangolaidis, dirbantis vidurinės infraraudonosios spinduliuotės ruože. Naudojant oro tarpus yra formuojamas centrinis grafeno sluoksnis ir atskiriami grafeno rezonatoriai. Tokios struktūros dažninė charakteristika (DCh) yra stataus fronto. Filtro charakteristikas galima keisti nuo 9  $\mu\text{m}$  iki 10  $\mu\text{m}$  bangos ilgių ruože. Be to, filtro matmenys yra nedideli (0,14×0,6  $\mu\text{m}$ ), todėl tokios struktūros yra perspektyvios, kadangi leistų pagaminti mažų matmenų, tačiau greitus filtras.

Itin plono, elektriškai valdomo mikrobangų filtro, kurio struktūroje yra kiaurymių masyvas ir grafeno plėvelė, koncepcija buvo pristatyta Chenxi Liu et al. Autoriai pasiūlė juostinį filtrą su pralaidumo juosta 14,4–15,6 GHz srityje (Liu et al., 2017). Signalo perdavimas gali būti valdomas ir sumažintas iki –17,5 dB, t. y. signalo perdavimą / neperdavimą galima valdyti prijungus išorinę įtampą.

Filtro skaidrumas gali tapti lemiamu faktoriumi, kai kalbame apie dėvimą elektroniką arba jutiklių technologijas. Wang su kolegomis (Wang et al., 2019) pagamino 5,8 GHz darbo dažnių ruože dirbantį mikrojuostelinį filtrą, kuris yra visiškai skaidrus. Eksperimento metu vario sluoksnis buvo pakeistas grafenu. Praktiniai filtro tyrimai parodė, kad tokius filtras galima sėkmingai gaminti ir jie suderinami su dabartinėmis technologijomis. Skaičiavimų rezultatai sutampa su matavimų rezultatais, todėl varį sėkmingai galima pakeisti grafeno sluoksniu.

Atlikus filtrų apžvalgą, galima matyti, kad įvairūs filtrų modeliai ant dielektrinių pagrindų yra tiriami gana sistemingai, tačiau retai nagrinėjami filtrai ant puslaidininkinių pagrindų, nėra analizuojamos filtrų charakteristikų priklausomybės nuo puslaidininkinių pagrindų parametrų, kai keičiasi pagrindo krūvininkų tankis arba išorinė temperatūra.

### 1.3.2. Bangolaidinės struktūros

Ryšio sistemų raida kelia vis didesnius reikalavimus telekomunikacijos sistemose naudojamuose mikrobangų įtaisuose. Pagrindinis iš jų – geresni įtaiso elektrodinaminiai parametrai (Ramkumar & Boopathi Rani, 2019). Yra du pagrindiniai būdai sukurti technologinę paklausą atitinkančius sprendimus: naujų struktūrų ir konstrukcijų naudojimas bei medžiagų naudojimas (Saad et al., 2020). Šis poreikis nulemia naujų įtaisų kūrimo ir tyrimo metodų paiešką (Martinez et al., 2019; Shaaban et al., 2019).

Daug tyrimų šiuo metu yra nukreipta į metamedžiagas (Buriak & Zhurba, 2016; Edries et al., 2019) ir specifinių parametrų medžiagas. Siekiama išnaudoti medžiagų savybes kuriant antenas, jų masyvus, modulatorius ir kitus mikrobangų įtaisyse. Viena iš tokių medžiagų, kuri dažniausiai naudojama mikrobangų įtaisuose, yra grafenas (Bozzi et al., 2015). Grafeno savybės puikiai tinka mikrobangų įtaisams kurti, kadangi jis yra ypač lengvas, pasižymi geru laidumu, jo charakteristikas (parametrus) galima keisti elektriškai. Viena iš grafeno pritaikymo sričių yra jo naudojimas bangolaidžiuose, kurie yra vieni iš labiausiai paplitusių mikrobangų įtaisų (Luo et al., 2017).

Mikrobangų technologijose naudojama gana daug naujų medžiagų, kurios galėtų pagerinti įtaisų veikimą ir parametrus. Pavyzdžiui,  $Ba_{0,8}Sr_{0,2}TiO_3$  yra feroelektrinė medžiaga, kurios parametrai, tokie kaip pilnutinė varža, elektrinis modulis, dielektrinė konstanta ir laidumas, kinta kintant dažniui (nuo 1 Hz iki 1 MHz dažnių ruože) esant kambario temperatūrai (Saif et al., 2011).

Į naujų medžiagų kategoriją galima įtraukti ir bakterinę celiuliozę, gaunamą mikrobiologinės fermentacijos metu. Medžiagą sudaro itin tankus vienašės orientacijos celiuliozės nanogijų (3–8 nm) tinklas (Park et al., 2009). Naudojant šią celiuliozės rūšį ir ją sujungiant su PEDOT/PSS (angl. *poly(3,4-ethylenedioxythiophene) polystyrene sulfonate* – PEDOT/PSS) laidžiu polimerų junginiu galima gauti ir lokalizuoti stabilias struktūras. Medžiagos realioji laidumo dalis priklauso nuo dažnio 0,1–2,8 THz ruože. Be to, kompozitinė polimero ir celiuliozės plėvelė turi 10 kartų didesnę kompleksinės dielektrinės skvarbos menamąją dalį (Andrianov et al., 2017).

Specifinius parametrus galima išgauti ne tik naudojant kompozicines medžiagas, tačiau, pavyzdžiui, sluoksniuojant kelias medžiagas viena ant kitos. Pavyzdžiui, taip sluoksniuoti galima vienasluoksnį grafeną ir dielektrines medžiagas

(Wang et al., 2019). Tokioje struktūroje silpnintuvo sugerties pikai tiesiogiai priklauso nuo periodiškai atsikartojančių dielektriko sluoksnių. Tokią struktūrą galima būtų derinti norimam dažniui optinių dažnių ruože naudojant skirtingus struktūros parametrus ir skirtingą pasikartojančių dielektrinių sluoksnių skaičių.

Specifiniai reikalavimai keliami mikrobangų įtaisams, kurių taikymo sritis yra biologinių jutiklių technologijos. Vienas iš tokių reikalavimų – daugiamodis režimas. Siekiant įgyvendinti rinkos poreikius reikia tirti ne tik pagrindinio bangos tipo, tačiau ir aukštesniųjų bangų tipų savybes. Daugiamodis režimas gali būti gautas daugiasluoksniame plazmoniniame metalas–laidininkas–metalas struktūros bangolaidyje (Kumar et al., 2018). Keisdami bangolaidžio matmenis darbinio bangos ilgio (1550 nm) aplinkoje autoriai tyrė pagrindinio ir pirmojo aukštesniojo bangos tipo sklidimą. Rezultatai parodė, kad, keičiant dielektrinio sluoksnio storį, galima keisti plazmoninio bangolaidžio pobūdį (tipą) nuo hibridinio iki dielektrinio ar plazmoninio. Kintant dielektrinio sluoksnio storiui taip pat atsiranda ir nepageidautinų reiškinių – padidėja sklidimo nuostoliai.

Grafeną galima naudoti bangolaidžiuose. Vienas iš tokio taikymo pavyzdžių – koplanarieji bangolaidžiai, dirbantys mikrobangų iki 50 GHz ruože. Tokių bangolaidžių tyrimai parodė, kad bangolaidžio įėjimo nuostoliai priklauso nuo bangolaidžio matmenų. Įėjimo nuostolius galima sumažinti naudojant grafeną, sudarytą iš kelių sluoksnių (Qin et al., 2016).

Grafenas turi puikias girotropines savybes, kurios pasireiškia prijungus išorinį magnetinį lauką, todėl bangolaidžiai, turintys grafeno sluoksnių, gali būti naudojami kaip poliarizacijos keitikliai (Chen et al., 2013a; Sounas & Caloz, 2012). Tokio taikymo pavyzdys yra bangolaidinis poliarizacijos keitiklis, dirbantis mikrobangų ruože, kurio atkirtos dažnis yra 1,1 GHz,  $H_{11}$  pagrindinio tipo bangai ir 2,29 GHz aukštesnės eilės tipo bangai  $E_{01}$ . Poliarizacijos keitikliui sukonstruoti naudojamas cilindrinis bangolaidis. Statmenai bangolaidžio ašiai yra įterpiama grafeno plėvelė. Nagrinėjame bangų ruože grafeno savybės beveik nepriklauso nuo dažnio, todėl pralaidumo juostos plotį lemia tik paties bangolaidžio matmenys. Šiuo atveju tai laikytina privalumu.

Stačiakampiai bangolaidžiai dažnai naudojami komunikacinėse sistemose, todėl tokio tipo bangolaidžiai taip pat nagrinėjami literatūroje (Chen et al., 2013b). Stačiakampiuose bangolaidžiuose poliarizacijos nepavyksta keisti tokiu pačiu principu kaip cilindrinuose, ir dėl grafeno savybių atsiranda abipusių trukdžių tarp bangų. Tai parodyta tiriant stačiakampį bangolaidį su dviem grafeno plėvelėmis, realizuotą ant kvarcinio pagrindo ir įdėto į statinį magnetinį  $+z$  krypties lauką (Chen et al., 2013b). Autoriai parodė, kad galima sumažinti abipusius trukdžius tarp bangų, tačiau padidėja nuostoliai dėl atspindžių.

Naudojant daugiasluoksnes konstrukcijas galima pagaminti valdomą nanožiedo formos bangolaidį (Xing & Jian, 2017). Struktūra formuojama pakaitomis sluoksniuojant 6 grafeno ir 7 dielektriko sluoksnius (iš viso 13). Sluoksnių storis

kinta nuo 9,5 nm iki 10 nm. Dielektrinio sluoksnio dielektrinė skvarba  $\epsilon_d = 2,1$ , grafeno sluoksnių storis  $d = 0,5$  nm. Lyginant su prieš tai aptartu metalas–laidininkas–metalas bangolaidžiu, nanožiedas turi tam tikrų privalumų. Visų pirma, nanožiedas turi didesnius bangų efektinius refrakcijos indeksus. Elektromagnetinio lauko sulaikymas nanožiedo viduje yra stipresnis, lyginant su nanostrypeliu. Be to, nanožiedo bangolaidis turi mažą normalizuotos bangos sritį. Išvardinti privalumai gali būti išnaudoti fotoniniuose įtaisuose. Galimybės keisti nanožiedo bangolaidžio parametrus yra geresnės.

Daugiasluoksnės bangolaidžių struktūros yra gana populiaros. Skirtingų medžiagų naudojimas leidžia išgauti reikiamus įtaisų parametrus. Viena iš struktūrų, kuri gali būti naudojama – daugiasluoksnis strypas (Lugo et al., 2017). Autoriai sukonstravo bangolaidį, galintį dirbti išplėstame Ku (10–18 GHz) dažnių ruože. Bangolaidžio šerdį sudaro vidutinio dydžio  $k$  dielektrikas, pagamintas iš keraminių kompozitinių medžiagų. Išorinis bangolaidžio apvalkalas gaminamas iš akrilnitrilo butadieno stireno (ABS), kuris yra polimerinė medžiaga. Autoriai tyrė bei lygino bangolaidžio su ABS apvalkalu ir be jo savybes ir nustatė, kad bangolaidžio įėjimo nuostoliai yra mažesni nei 0,012 dB/mm visame išplėstame Ku ruože. Polimerinio apvalkalo naudojimas leidžia išplėsti bangolaidžio 1 dB ir 2 dB atkirtos dažnius atitinkamai 2 GHz ir 2,2 GHz. Tai lemia bangolaidžio darbinių dažnių ruožo 1 dB lygyje padidėjimą 50 %.

Kitas daugiasluoksnės struktūros pavyzdys gali būti nanožiedų bangolaidžių pora (Xing & Jian, 2016). Autorių siūlomos struktūros bangolaidį sudaro grafenu dengta nanoviela ir grafeno nanovamzdelis, kurį supa dielektriko ( $\epsilon_d = 2,1$ ) sluoksnis. Tyrime, be paviršiaus plazmono bangų, buvo nagrinėjamas ir lauko sužadainimas tarpe tarp bangolaidžių. Bangolaidžiai kuria stiprų susietą elektrinį lauką. Elektrinio lauko sužadainimas buvo valdomas, keičiant grafeno elektrocheminį potencialą nuo 0,40 eV iki 0,55 eV.

Grafeno bangolaidžių poras galima sujungti į masyvą (Xu et al., 2019), kuriame atsiranda susietųjų bangų. Masyvą sudarančių bangolaidžių konstrukcija yra identiška, tačiau kiekvienoje poroje bangolaidžiams suteikiami skirtingi cheminiai potencialai –  $\mu$ . Autoriai parodė, kad galima dinamiškai valdyti susietąsias bangas keičiant elektrocheminį potencialą. Elektrocheminio potencialo sumažėjimas sumažina susietųjų bangų sklidimo nuostolius.

Naudojant grafeną galima sudaryti plazmoninį optinį moduliatorių, turintį didelį moduliacijos gylį (Zhang et al., 2016). Moduliatorių sudaro sidabrinė nanoviela, padengta grafeno sluoksniu. Sidabrinės šerdies spindulys – 40 nm. Sidabrinė šerdis ir grafeno apvalkalas yra elektriškai izoliuoti, juos skiria plonas 10 nm dielektriko ( $\text{SiO}_2$ ) sluoksnis. Keičiant sluoksnių storį autoriams pavyko pasiekti stiprią 0,46 dB/ $\mu\text{m}$  moduliaciją 785 nm darbiniam bangos ilgyje.



Papildomų dielektrinių sluoksnių naudojimas bangolaidinėse struktūrose tiriamas gana retai. Taip pat nesistemiškai tiriamas valdomų bangolaidžių kūrimas naudojant puslaidininkines, dielektrines medžiagas, grafeną.

### 1.3.3. Antenos

Kuriant kintamųjų parametru antenas paprastai stengiamasi realizuoti galimybes nesudėtingai keisti tokių antenų darbinis parametrus: rezonansinį dažnį, darbinę dažnių juostą, kryptingumo diagramą ar poliarizaciją. Toks antenos parametru valdymas leidžia priderinti antenas prie aplinkos sąlygų ar sistemos reikalavimų. Įprastai antenos parametrai keičiami naudojant MEMS ar NEMS (angl. *nanoelectromechanical system* – NEMS) sistemas, lauko tranzistorius ar PIN diodus, taip pat medžiagas, kurių parametrus galima keisti. Kadangi grafeno parametrai gali būti valdomi išoriniu magnetiniu ir elektriniu lauku, tikslinga nagrinėti galimybes pritaikyti grafeną kintamųjų parametru antenose. Be to, grafenas yra itin lengvas, lankstus ir permatomas, todėl puikiai tinka daiktų interneto ar biologinių jutiklių technologijose.

Dėl grafeno naudojimo antenų gamyboje kyla nemažai diskusijų (Gomez-Diaz & Perruisseau-Carrier, 2012), kadangi grafenas gerai slopina bangas, todėl sumažėja įėjimo galia. Aptariamame straipsnyje autoriai parodo, kad derinamų antenų kūrimo galimybės naudojant grafeną yra ribotos ir tokios antenos negalėtų varžytis su kitomis panašiomis technologijomis, kadangi realiomis sąlygomis grafeno parametru keitimo galimybės yra labai prastos. Todėl norint kurti mikrobangų antenas su grafeno sluoksniais reikia gebėti pagaminti labai geros kokybės grafeną, turintį didelį paviršiaus laidumą (Pan et al., 2018). Šios diskusijos atskleidžia, kad ne visi klausimai dėl grafeno taikymo mikrobangų ir sub-THz antenose yra atsakyti.

Yra pademonstruota, kad galima pagaminti 12 GHz centrinio darbo dažnio anteną, kurios charakteristikos yra panašios į analogiškos antenos, pagamintos naudojant metalą (Pierantoni et al., 2013). Tam, kad būtų pasiektos panašios charakteristikos, reikia užtikrinti, kad grafeno paviršiaus pilnutinė varža būtų labai nedidelė (mažiau už 10  $\Omega$ ). Tai galima pasiekti naudojant geros kokybės grafeną. Tokio tipo antena turi ne tik panašius parametrus, tačiau ją taip pat galima derinti, t. y. keisti jos parametrus keičiant išorinę įtampą nuo 0,36 V iki 7,5 V. Keičiant įtampą galima keisti grafeno paviršinės pilnutinės varžos vertę nuo 42  $\Omega$  iki 2  $\Omega$ .

Yra dvi pagrindinės priežastys, lemiančios mažą antenų, pagamintų iš grafeno arba naudojančių grafeno sluoksnius, efektyvumą (apie 50 %) (Chen et al., 2017). Pirmoji priežastis yra grafeno sluoksnio struktūra, dėl kurios grafenas turi didelę paviršinę varžą, lemiančią didelius nuostolius mikrobangų ruože. Kita priežastis – grafeno plėvelės fiziniai matmenys ir iš to kylantys apribojimai. Šioms

problemoms spręsti yra tikslinga tirti kelių sluoksnių grafeną ir jo taikymą antenų gamyboje. Naudojant kelių sluoksnių grafeną ir spausdinimo grafeno rašalu technologiją galima pagaminti anteną, turinčią 80 % efektyvumą 3,1–10,6 GHz ruože. Autoriai anteną palygino su analogiška iš vario pagaminta antena ir pastebėjo, kad abiejų antenų spinduliavimo kryptingumo diagramos beveik sutampa. Grafeno antenos kryptingumo diagrama turėjo šiek tiek mažesnę amplitudę.

Kitas pavyzdys gali būti mikrojuostelinė antena, pagaminta spausdinimo grafeno rašalu technologija ir galinti persijungti iš S dažnių ruožo į C dažnių ruožą (Kumar et al., 2018). Šios antenos spinduliavimo efektyvumas yra 74 %, didžiausias antenos stiprinimas siekia 2,09 dBi, kai sklinda dominuojanti 3,03 GHz banga. Antenos spinduliavimo parametrai labai priklauso nuo spinduolio laidumo. Kokybišku grafeno rašalu formuojama grafeno plėvelė turi  $\sigma = 0,37 \cdot 10^5$  S/m,  $\sigma = 0,45 \cdot 10^5$  S/m ar panašios eilės laidumą. To nepakanka, todėl prastėja antenos spinduliavimo charakteristikos. Šiai problemai išspręsti galima naudoti kelių sluoksnių pagrindą.

Antenos spinduliavimo charakteristikos yra svarbus parametras. Tai, kad grafene nesusidaro spinduliavimo srovės, gali būti panaudota kuriant įtaisus, kurie neturi parazitinio (nepageidaujamo) spinduliavimo. Norint išvengti dėl grafeno naudojimo esamo sąlygiškai mažo efektyvumo ir ribotų derinimo galimybių galima naudoti sudėtingas struktūras arba kelių sluoksnių grafeno plėvelę. Tokios struktūros leidžia pasiekti teigiamus rezultatus. Tačiau kelių sluoksnių grafeno gamybos technologija yra gana sunkiai suderinama su standartinėmis mikrobangų įtaisų gamybos technologijomis. Mažomis serijomis tokius įtaisus galima spausti naudojant grafeno rašalą ir naudoti įrenginius daiktų interneto ar dėvimos elektronikos taikymo atvejais.

Taip pat perspektyvios gali būti įvairios hibridinės technologijos. Integruojant anteną kartu su filtru galima sudaryti struktūrą su dviem silpimo juostomis ties 3,5 GHz ir 5,8 GHz (Ahmad & Budimir, 2016). Autorių aptariama struktūra formuojama iš trijų žiedinių rezonatorių, kurie užtikrina filtro veikimą. Antenos parametru keičiamas vykdomas naudojant grafeno jungiklius ir PIN diodus. Grafeno jungiklius galima valdyti elektriškai. Grafeno jungiklis yra laikomas išjungtu, kai prie jo nėra prijungta išorinė įtampa. Elektrocheminis potencialas tokiu atveju yra lygus  $\mu_c = 0$ . Esant šiam parametru grafeno jungiklio varža yra 25,22  $\Omega$ . Kai prie grafeno jungiklio prijungiama įtampa, lemianti, kad elektrocheminis potencialas padidėja iki  $\mu_c = 1$  eV, grafeno jungiklio varža tampa lygi 0,9  $\Omega$ , ir laikoma, kad jungiklis yra įjungtas. Tokie grafeno jungikliai leidžia valdyti antenos su filtru veikimą. Kai grafeno jungiklis yra išjungtas, antena dirba visame 2,81–11,91 GHz dažnių ruože. Kai jungiklis įjungiamas, įtaisas slopina 3,5 GHz ir 5,8 GHz dažnius. Tai leidžia anteną naudoti patalpose vykdomai UWB (angl. *Ultra-Wide Band* – UWB) komunikacijai neįterpiančią trukdžių į WiMax ar WLAN dažnius.

Perspektyvi yra hibridinė metalo ir grafeno antena, kurios darbinį dažnį galima keisti (Alvarez et al., 2017). Antenos galimybės tiriamos mikrobangų ruože, konkrečiai WiFi ryšio technologijoje naudojamuose dažniuose (2,5 GHz, 3,6 GHz ir 5 GHz), taip pat LTE (angl. *long-term evolution* – LTE) technologijoje naudojamuose dažniuose. Autorių pristatomoje antenoje galima nustatyti skirtingas (didžiausią ir mažiausią) paviršinio laidumo vertes, taip imituojant dvi būsenas (įjungta / išjungta), paprastai naudojamas jungikliuose.

Hibridinės antenos struktūros, sudarytos iš metalo ir grafeno, pasirinkimą autoriai grindžia tuo, kad tokia antenos konstrukcija leidžia sumažinti nuostolius. Kadangi antenos, pagamintos vien tik iš grafeno, efektyvumas būtų labai mažas, o derinimo galimybės mikrobangų ruože yra ribotos, hibridinė WiFi ryšio antena konstruojama stačiakampės varinės antenos galuose pridėdant dvi grafeno juostas. Keičiant elektrocheminį potencialą šias grafeno juostas galima įjungti arba išjungti, taip keičiant antenos matmenis. Pasikeitus fiziniams parametrams pasikeičia antenos rezonansinis dažnis.

Tokia hibridinė antena turi mažesnę efektyvumą, lyginant su analogiškėmis, kitas jungiklių technologijas naudojančiomis antenomis. Autorių pristatytos hibridinės WiFi antenos efektyvumas yra 9,4–68 %. Analogiškos MEMS antenos, galinčios dirbti 2,4 GHz ir 5,2 GHz dažniuose, efektyvumas siekia 90–92 %. Tačiau šios antenos privalumai yra galimybė keisti darbinį dažnį plačiame (iki 1,2 GHz) ruože. Taip pat antenos suvartojama galia yra labai maža. Vidutinis galios suvartojimas yra tik momentinis, atsirandantis perjungimo metu. Tuo momentu pasiekiamą momentinę didžiausiąją galia  $\leq 330,6$  mW. Galios pikas trunka  $\leq 1,6$  ms.

Geras plataus grafeno naudojimo antenų technologijose pavyzdys yra plazmoninė terahercinė nanoantena, dirbanti plačiame 2,56–4,98 THz ruože (Dash et al., 2019). Struktūrai sudaryti autoriai naudoja 1,525  $\mu\text{m}$  SiO<sub>2</sub>/Si padėklą, ant jo formuojamas grafeno sluoksnis. Tokia struktūra leidžia elektriškai valdyti grafeno sluoksnio laidumą naudojant elektrinį lauką. Derinant antenos parametrus, naudojant grafeną, buvo pasiektas 2,56–4,98 THz antenos darbo dažnių ruožas. Tokios antenos pranašumai yra plačios spinduliavimo ir kryptingumo diagramos, mažas atspindžio koeficientas, maži matmenys ir pastovi pilnutinė varža.

Klasikinę mikrojuostelinę plokštelinę anteną su grafeno sluoksniais galima sudaryti taip, kad antena galėtų dirbti trimis skirtingais darbiniais dažniais (Kazemi & Mokhtari, 2017). Antenos darbinį parametru (šiuo atveju centrinio darbo dažnio) derinimas yra realizuojamas keičiant elektrocheminį potencialą, kuris gali būti keičiamas naudojant įtampą. Nagrinėjamu atveju elektrocheminis potencialas gali įgyti vertes tarp 0 ir 2 eV. Didinant  $\mu_c$  vertę didėja rezonansinis dažnis. Grafeno paviršinis laidumas mažėja didėjant elektrocheminio potencialo

vertei, todėl esant didesnei  $\mu_c$  vertei grafenas elgiasi kaip metalas. Autorių straipsnyje pateikiamas algoritmas, kuris, pasak pačių autorių, leidžia pasiekti optimalų rezultatą. Algoritmą sudaro 3 žingsniai:

1. Sudaroma varinės antenos struktūra. Parenkamas dažnis  $f_3$ . Dažniai turi tenkinti taisyklę:  $f_1 < f_2 < f_3$ . Projektuojama varinė antena turi būti kuriama 2–3 % didesniai dažniui nei reikiama  $f_3$  vertė.
2. Varį pakeičiame storu (10 nm) grafeno sluoksniu, turinčiu 1,4 eV elektrocheminį potencialą. Tokios antenos rezonansinis dažnis bus šiek tiek mažesnis, lyginant su varinės antenos rezonansiniu dažniu.
3. Keičiame elektrocheminio potencialo vertes, kol pasiekiamo gerą rezonansą  $f_1$  ir  $f_2$  dažniuose. Jeigu mažiausias rezonansinis dažnis yra didesnis už norimą  $f_1$  vertę, reikia keisti pradinę antenos struktūrą ir sudaryti anteną, dirbančią žemesniųjų dažnių ruože.

Grafenas nėra vienintelė medžiaga, kurią galima panaudoti kintamųjų parametrų antenoms sudaryti. Nematiniai skystieji kristalai yra anizotropiški, jų dielektrinė skvarba priklauso nuo segmento orientacijos. Parodyta, kad elektriškai galima valdyti plokštelinę anteną, sudarytą ant skystųjų kristalų pagrindo. Nustatyta, kad teoriškai tokios antenos charakteristikos galima derinti 7 % ribose, praktiškai išmatuota 3,5 %. Keičiant įtampą nuo 0 iki 10 V atitinkamai galima keisti antenos centrinį darbo dažnį nuo 5,84 GHz iki 5,45 GHz (Polycarpou et al., 2014). Šiame tyrime nebuvo nagrinėta, kokią įtaką antenos charakteristikoms daro skystųjų kristalų fragmento dydis.

Skystųjų kristalų naudojimas buvo tirtas panaudojant juos elektriškai valdomai antenai, dirbančiai Ka dažnių ruože. Skystųjų kristalų fragmento dielektrinė skvarba yra valdoma keičiant išorinę įtampą nuo 0 V iki 60 V, tai leidžia valdyti antenos kryptingumą nuo –5 iki 9 laipsnių ties 26,7 GHz darbinio dažniu. Tyrime naudojami TUD-649 nematiniai skystieji kristalai, kurių dielektrinė skvarba yra lygi 2,46 ir 3,22 atitinkamai esant statmenai ir lygiagrečiai kristalų orientacijai (Roig et al., 2014).

Valdomų antenų poreikis yra didelis, tačiau nesistemiškai tiriamos antenos, kurių pagrindui naudojami papildomi dielektrikų, puslaidininkinių arba nematinių kristalų sluoksniai. Retai tiriamas valdomų daugiasluoksnių antenų kūrimas, naudojant medžiagas, kurių kompleksines dielektrines skvarbas galima keisti išorinėmis priemonėmis. Mažai tirta skystųjų kristalų sluoksnio struktūrinių parametrų įtaka plokštelių antenų  $S$  parametrų dažninėms charakteristikoms.

### 1.3.4. Meandrinės linijos

Meandrinės struktūros yra naudojamos įvairiuose mikrobangų įrenginiuose: antenose, antenų gardelėse, fazės keitikliuose, rezonatoriuose vėlinimo linijose ir kituose (Belova-Plonienė & Katkevičius, 2022). Kuriami itin mažų matmenų mikrobangų įtaisai, kuriuos galima naudoti su 5G technologija dirbančiuose įrenginiuose (Tan et al., 2019).

Naudojant meandrinės struktūras galima sumažinti mikrobangų įtaisų matmenis, išlaikant tas pačias dažnines charakteristikas (Belova-Plonienė et al., 2019). Vienas iš tokio taikymo pavyzdžių yra galios daliklis, dirbantis 433 MHz dažnių ruože. Įtaiso matmenys naudojant meandrinės struktūras buvo sumažinti 74,4 % (Rizqi et al., 2020).

Meandrinės struktūras taip pat galima naudoti siekiant pagerinti mikrobangų įtaisų charakteristikas. Pavyzdžiui, antenų gardelės elemento struktūrą papildžius meandrinėmis vėlinimo linijomis pagerinamas atspindžio fazės diapazonas. Keičiant vėlinimo linijų ilgį pasiekiamas 650° fazės pokytis (Shabbir et al., 2020).

Meandrinės struktūros gali būti naudojamos sudarant silpnintuvus. Literatūroje yra pateikiama koncepcijų, kaip panaudoti grafeną silpnintuvų gamybai (Pierantoni et al., 2014). Pasiūlytos technologijos leidžia sukurti derinamą silpnintuvą, kurio parametrus būtų galima keisti. Konstruojant 5 GHz dažnio silpnintuvą su grafeno sluoksniais tarp dviejų mikrojuostelinių linijų yra įterpiamas grafeno elementas. Grafeno laidumą galima keisti prijungus išorinę įtampą. Tai leidžia keisti silpnintuvo parametrus ir valdyti slopinimą 1,7–13 dB ruože.

Meandrinės vėlinimo linijos paprastai naudojamos įvairiose grandinėse, siekiant suderinti signalų vėlavimo trukmę keliose linijose, pavyzdžiui, paskirstant laikmačio signalą, arba suderinant signalus diferencinėje signalų poroje (Sam et al., 2019).

Meandrinų struktūrų analizei įprastai taikomi skaitiniai arba analitiniai (Rahman et al., 2017) metodai, grįsti Maksvelo lygtimis. Šių metodų taikymas paprastai reikalauja ilgo skaičiavimų laiko. Siekiant sutrumpinti skaičiavimų laiką galima meandrinų struktūrų sintezei pritaikyti dirbtinius neuronų tinklus (Plonis et al., 2020). Beveik netirtas dirbtinių neuronų tinklų pritaikymas hibridinių meandrinų vėlinimo linijų parametrų analizei ir sintezei.

Meandrinės struktūros gali būti naudojamos įvairiems mikrobangų įtaisams, pavyzdžiui, filtrams ar vėlinimo linijoms, sudaryti. Nesisteningai tiriamos meandrinės struktūros, sudarytos ant puslaidininkinių padėklų, nevertinama puslaidininkinių parametrų įtaka meandrinės struktūros charakteristikoms. Taip pat mažai tiriamos hibridinės meandrinės linijos.

### 1.3.5. Kiti mikrobangų įtaisai

Šalia antenų, filtrų, bangolaidinių struktūrų, gana svarbi mikrobangų įtaisų grupė yra silpnintuvai. Jų paskirtis yra sumažinti signalo galią nepakeičiant paties signalo. Tai pasyvus mikrobangų įtaisas, kuris dažniausiai sudaromas iš rezistorių masyvo. Kintamųjų mikrobangų įtaisų parametru kontekste galima paminėti silpnintuvą, kurio silpimą galima keisti keičiant išorinę įtampą (Yasir et al., 2017). Silpnintuvo struktūra sudaryta mikrojuostelės pagrindu, prie jos šonų prijungiami keli grafeno segmentai. Įrenginys gali dirbti iki 10 GHz dažniu ir leidžia silpimą keisti 25 dB intervale.

Kito pobūdžio mikrobangų įtaisai, naudojami belaidėje komunikacijoje, yra dažnių daugintuvai. Dažnių daugintuvams keliami konstrukciniai reikalavimai paprastai būna maža suvartojama galia ir kaip galima platesnė dažnių juosta. Literatūroje galima rasti dažnio daugintuvų, kuriuose naudojami grafeno sluoksniai. Įtaisą galima sudaryti naudojant grafeno diodus (Hamed et al., 2019). Įtaisas dirba 7–13 GHz dažnių ruože ir gali pasiekti  $-25,3$  dB atgaminimo našumą ir  $-15,3$  dBm išėjimo galią, kai išėjimo dažnis yra 9,2 GHz. Tokią grandinę galima realizuoti ant faktiškai bet kokio pigaus pagrindo.

Mikrobangų įtaisų sistemose reikia įvairių sprendimų. Gana populiarios yra nanoelektromechaninės sistemos (NEMS). Tokiems taikymo atvejams taip pat galima naudoti grafeną greitam perjungimui (Sharma et al., 2013). Toks šuntuojantis jungiklis gali būti formuojamas iš grafeno membranos, ištemptos virš centrinio laidininko. Jungiklis veikia prijungus išorinę įtampą, kai atsiranda elektrinis laukas, grafeno membrana prisispaudžia prie dielektriko.

Grafeno technologijų naudojimas įvairaus tipo struktūrose leidžia sukurti itin greitus radijo bangų ruože dirbančius jungiklius, kurių perjungimo signalo užaugimo ir kritimo trukmės yra atitinkamai lygios  $\sim 25$  ns ir  $\sim 17$  ns (Yashchyshyn et al., 2021). Jungiklio struktūroje naudojamas grafenas ir 2D didelio tankio elektronų dujos, struktūra formuojama ant AlGaIn/GaN sistemos. Autorių pasiūlyto jungiklio darbo dažnių juosta yra nuo 10 MHz iki 114,5 GHz. Jungiklis yra integruojamas į koplanarų bangolaidį. Įneštiniai nuostoliai dirbant įjungtam jungikliui siekia 7,4–19,4 dB. Nuostoliai priklauso nuo jungiklio darbo dažnio ir nuo geometrinės struktūros. Nagrinėjamoju atveju jungiklis mažiau efektyvus dirbant dažniais, didesniais nei 70 GHz, tačiau struktūra net ir šiuose dažniuose išlieka efektyvi. Tokie jungikliai gali būti naudojami laike moduluotose (angl. *time-modulated*) sistemose, kuriose realizuotas 20 MHz darbo dažnis.

Dabartinė gamybos technologija ir negalėjimas daugiau mažinti elektronikos įtaisų matmenų priverčia žvelgti už CMOS technologijos ribų. Šioje srityje taip pat būtų galima svarstyti apie grafeną. Puslaidininkinių įtaisų technologijoje krūvininkų tipą nulemia priemonės, kuriomis legiruotas puslaidininkis, o grafeno plėvelėje tai galima keisti naudojant išorinę įtampą. Deja, dėl to, kad grafenas ne-

turi draudžiamosios juostos, jo negalima sėkmingai taikyti skaitmeninėje elektronikoje. Tačiau grafeną galima sėkmingai naudoti aukšto dažnio lauko tranzistoriuose ar kituose tranzistoriuose. Tam, kad grafenas būtų tinkamas naudoti skaitmeninės elektronikos įtaisuose, reikėtų naudoti kelių sluoksnių grafeną. Pavyzdžiui, trijų sluoksnių grafenas elgiasi kaip pusmetalys, tačiau galima keisti jo draudžiamosios juostos plotį (Zhu et al., 2009). Dviejų sluoksnių grafeno draudžiamąją juostą taip pat galima keisti elektriniu lauku. Jeigu elektrinis laukas pakankamai stiprus, galima sukurti tokią draudžiamąją juostą, kuri būtų pakankama skaitmeninės elektronikos įtaisams realizuoti.

## 1.4. Mikrobangų įtaisų charakteristikų prognozavimas

Modeliuojant mikrobangų įtaisų sistemas paprastai susiduriama su ilgai trunkančiais skaičiavimais. Skaičiavimo metodai paprastai yra grįsti kompleksinėmis Maksvelo lygtimis. Analitiniai metodai yra greiti, tačiau taikant analitinius metodus kiekvienam naujos struktūros įtaisui reikėtų paruošti specifinį matematinį modelį, todėl procesas yra ilgas ir sudėtingas. Bet to, taikant analitinius metodus galima apskaičiuoti tik dalinius mikrobangų įtaisų atvejus (Katkevičius et al., 2022).

Skaitiniai metodai yra universalesni, todėl juos paprasčiau taikyti nehomogeninėms daugiasluoksnioms struktūroms. Tačiau skaičiavimo trukmė yra daug ilgesnė, lyginant su analitiniais metodais. Praktikoje, kuriant naujus mikrobangų įtaisus, jiems modeliuoti naudojamos specializuotos komercinės programos, kurių skaičiavimai yra grįsti skaitiniais metodais. Sudėtingoms mikrobangų struktūroms tokie skaičiavimai gali trukti nuo kelių valandų iki kelių dienų (Marinkovic et al., 2016; Pomarnacki et al., 2014; Katkevičius et al., 2022). Procesas dar labiau išsitiesia, jeigu apytiksliai sistemos parametrai nėra žinomi ar nėra pakankamai tikslūs. Dėl šių priežasčių sintezės procesą gali tekti kartoti daug kartų, todėl modeliavimo trukmė dar labiau išauga.

Meandrinių mikrobangų įtaisų sintezė ir parametų analizė taikant skaitinius metodus gali trukti nuo kelių minučių iki keliolikos valandų (Plonis et al., 2020; Plonis et al., 2018). Dažniausiai reikiamų parametų nepavyksta gauti pirmojo modeliavimo metu, todėl sintezės procesas kartojamas, kol randami optimalūs įtaiso struktūros parametrai. Ilgas skaičiavimo laikas tampa problema (Pomarnacki et al., 2014). Taip pat problemine situacija susidaro tais atvejais, kai taikant analitinius metodus dispersinė lygtis neturi sprendinių arba turi kelis sprendinius, todėl reikia atrinkti teisingus. Tokiais atvejais taip pat naudojama daug pasikartojančių skaičiavimų.

Siekiant sumažinti skaičiavimų trukmę, dirbtinių neuronų tinklai (DNT) gali būti pritaikyti mikrobangų įtaisų charakteristikoms ir parametrams prognozuoti

(Ghayoula et al., 2016; Zhang et al., 2021). DNT gali būti sėkmingai taikomi tiek analizės, tiek sintezės procesuose (Liu et al., 2016; Liu et al., 2020).

DNT taikymo pagrindinis privalumas yra galimybė atsisakyti sudėtingų pasikartojančių analitinių ir skaitinių skaičiavimų, todėl galima sutrumpinti įtaiso kūrimo procesą. Tokio metodo trūkumai – ilgas DNT apmokymo laikas ir tinkamo duomenų rinkinio sudarymas, tačiau apmokymo procedūrą reikia atlikti vieną kartą. Taip pat tinklo apmokymo trukmė labai priklauso nuo mokyti naudojamų duomenų, mokyti naudojamo algoritmo ir pradinio svorio koeficiento pasirinkimo (Połap et al., 2018).

Dirbtiniai neuronų tinklai yra naudojami mikrobangų įtaisų charakteristikų analizei ir sintezei. Tyrimai atliekami antenų, antenų gardelių, mikrojuostelinių filtrų, fazės keitiklių, rezonatorių, vėlinimo linijų ir kitų mikrobangų įtaisų charakteristikų prognozavimo srityse (Katkevičius et al., 2022). Vienas iš pavyzdžių – dirbtinių neuronų tinklo naudojimas mikrobangų MEMS komponentų charakteristikų analizei. Autoriai pasitelkia hibridinį analizės metodą, kai pritaikomi du dirbtinių neuronų tinklai, turintys vieną paslėptąjį sluoksnį greitam  $S$  parametrų apskaičiavimui (Ciric et al., 2020).

Naudojant dirbtinių neuronų tinklus galima prognozuoti meandrinės vėlinimo linijos vėlinimo trukmę (Sam et al., 2019). Vėlinimo trukmės prognozei yra naudojamas daugiasluoksniu perceptrono neuronų tinklo struktūra (tiesioginio sklaidimo neuronų tinklo tipas) su vienu paslėptuoju sluoksniu. Taikoma hiperbolinio tangento aktyvacijos funkcija, Levenberg Marquat mokymo algoritmas. Autorių (Sam et al., 2019) atlikta analizė parodė, kad naudojant specializuotą programinę įrangą vėlinimo trukmės skaičiavimai truko 95 s, o taikant pasiūlytą dirbtinių neuronų tinklų metodą – 0,04 s. Sam et al. parodė, kad naudojant dirbtinių neuronų tinklus galima greitai (daugiau nei 2000 kartų greičiau) ir tiksliai (99,5 % tikslumu), lyginant su klasikiniiais elektromagnetiniais metodais, apskaičiuoti mikrojuostelinės vėlinimo linijos vėlinimo trukmę.

Dirbtinių neuronų tinklai gali būti naudojami mikrojuostelinių meandrinų lėtinimo sistemų sintezei pagal projektuojamą centrinių darbo dažnį ir darbo dažnių ruožą (Zhu et al., 2021). Autoriai sėkmingai pritaikė XGBoost algoritmą ir giliojo mokymosi metodus mikrojuostelinės meandrinės lėtinimo sistemos sintezei. Neuronų tinklą apmokius ir suformavus ryšius tarp lėtinimo sistemos struktūrinių ir spektrinių parametrų, jį galima panaudoti lėtinimo sistemos struktūriniams parametrams gauti pagal projektuojamus techninius parametrus.

Naudojant dirbtinius neuronų tinklus galima sumažinti meandrinės vėlinimo sistemos parametrų skaičiavimo trukmę nuo valandų iki 2,3 s (Plonis et al., 2020). Meandrinės vėlinimo linijos sintezė atliekama naudojant Pareto optimalų daugiasluoksnį perceptronų tinklą, naudojamas daugialypės tiesinės regresijos modelis su M5 deskriptoriais.



Apžvelgus mikrobangų įtaisų parametų analizės ir sintezės metodus galima matyti, kad puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų analizei galima taikyti ne tik klasikinius elektrodinaminius skaitinius ar analitinius metodus. Klasikiniai iteraciniai skaičiavimo metodai užima daug laiko. Analizės ir sintezės procesus galima paspartinti taikant dirbtinių neuronų tinklais grįstus charakteristikų prognozės metodus.

## 1.5. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

Atlikus daugiasluoksnių puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų, įtaisuose naudojamų medžiagų ir įtaisų charakteristikų analizės ir prognozavimo metodų apžvalgą galima teigti, kad:

1. Daugumos šiuolaikinių mikrobangų įtaisų valdymas yra paremtas PIN diodų arba MEMS jungiklių naudojimu, todėl sudėtingėja valdomų mikrobangų įtaisų struktūra.
2. Retai nagrinėjami daugiasluoksniai mikrobangų įtaisai, kurių pagrindu naudojami papildomi dielektrikų, puslaidininkių, grafeno arba nematinių skystųjų kristalų sluoksniai.
3. Dažniausiai nesistemiškai yra tiriamas valdomų daugiasluoksnių mikrobangų įtaisų kūrimas, naudojant puslaidininkines ir dielektrines medžiagas, kurių kompleksines dielektrines skvarbas galima valdyti krūvininkų tankiu bei elektriniu lauku.
4. Mažai tirta skystųjų kristalų sluoksnio struktūrinių parametų įtaka plokštelių antenų, veikiančių WiFi/WiMax dažnių ruože,  $S$  parametų dažninėms charakteristikoms.
5. Valdomų elektrodinaminių parametų mikrobangų įtaisai pasižymi dideliu elektromagnetinių bangų silpumu iki  $-50$  dB, todėl jų naudojimas ryšio sistemose yra ribotas ir atsiranda poreikis naudoti daugiasluoksnių medžiagų mikrobangų įtaisyse.
6. Puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų analizei galima naudoti ne tik klasikinius elektrodinaminius iteracinius skaičiavimo metodus, reikalaujančius didelių laiko resursų, bet ir dirbtinių neuronų tinklais grįstus prognozės metodus.

Tikslinga tirti puslaidininkinius ir dielektrinius mikrobangų įtaisus su papildomais sluoksniais ir šių sluoksnių įtaką mikrobangų įtaisų dažninėms charakteristikoms bei įvertinti mikrobangų įtaisų dažninių charakteristikų prognozavimo galimybes. Šiam tikslui pasiekti reikia spręsti šiuos uždavinius:

1. Sukurti naujus ir patobulinti esamus daugiasluoksnius puslaidininkinius ir dielektrinius mikrobangų įtaisus, panaudojant papildomus dielektrikų, puslaidininkių, grafeno arba skystųjų kristalų sluoksnius.
2. Apskaičiuoti ir ištirti daugiasluoksniuose puslaidininkiniuose ir dielektriniuose mikrobangų įtaisuose sklindančių elektromagnetinių bangų fazės ir silpimo charakteristikas, mikrobangų įtaisų parametrus.
3. Sukurti daugiasluoksnių puslaidininkinių ir dielektrinių mikrobangų įtaisų dažninių charakteristikų prognozavimo metodą, paremtą dirbtiniais neuronų tinklais, ir jį ištirti.

---

## Valdomų parametru daugiasluoksnių mikrobangų įtaisų sudarymas ir tyrimas

Sparti ryšio sistemų raida lemia ir greitą mikrobangų įtaisų evoliuciją. Įtaisams keliami kokybiškų ir gerų elektrodinaminių parametru reikalavimai. Juos įgyvendinti galima dviem būdais: įgyvendinant naujas įtaiso konstrukcijas arba naudojant naujas medžiagas. Kitas svarbus reikalavimas mikrobangų įtaisams yra galimybė keisti ir derinti įtaiso parametrus veikimo metu, kadangi nei vienas mikrobangų įtaisas neturi tokios plačios dažnių juostos, kad galėtų padengti visus komunikacinius signalus. Žvelgiant iš duomenų perdavimo pusės, platesnė signalo juosta tiesiogiai lemia perduodamų duomenų spartą. Būtent todėl 5G technologija orientuojasi į milimetrines bangas, nes jos leidžia užtikrinti didesnę duomenų perdavimo spartą. Valdomų parametru įtaisai gali padėti išspręsti problemas, kylančias dėl riboto pločio dažnių pralaidumo juostos, kadangi jų parametrus galima valdyti diskretiškai arba keičiant medžiagų parametrus. Įvairios medžiagos, kurių parametrus galima keisti temperatūra, elektriniu lauku, magnetiniu lauku ir kt., gali būti naudojamos valdomų parametru mikrobangų įtaisams kurti. Puslaidininkinės medžiagos yra nuo temperatūros stipriai priklausančios medžiagos, todėl jų pagrindiniai parametrai sparčiai keičiasi kintant temperatūrai.

Skyriaus tikslas – ištirti kintamųjų parametrų (valdomų) daugiasluoksnius puslaidininkinius mikrobangų įtaisy, kurių parametrus galima valdyti. Skyriaus tema paskelbtas vienas autorės straipsnis (Rusen et al., 2021), medžiaga pristatyta dviejose konferencijose ir seminare.

Skyriuje aptariami matematiniai ir elektrodinaminiai mikrojuostelinio juostinio filtro ir plokštelinės antenos modeliai. Mikrobangų įtaisai yra modeliuojami naudojant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinę įrangą (mikrojuostelinis juostinis filtras) ir Ansys HFSS<sup>™</sup> programinę įrangą (plokštelinė antena).

## 2.1. Valdomų puslaidininkinių filtrų $S$ parametrų tyrimas

Suderinamumui su standartinėmis puslaidininkinių įtaisų gamybos technologijomis užtikrinti, tikslinga nagrinėti mikrobangų įtaisy ant puslaidininkinių padėklų. Įprastai tokiais atvejais yra naudojamas didelės varžos silicis, turintis tam tikrą laidumą, iš kurio projektuojamas puslaidininkinio įtaiso pagrindas ir nėra tiriamos įtaisų elektrodinaminių parametrų priklausomybės nuo pasikeitusių puslaidininkinės medžiagos parametrų.

Skyriuje tiriamas disertacijos autorės sudarytas patobulintas lygiagrečiai susietų pusės bangos rezonatorių mikrojuostelinis juostinis filtras (MJF). Centrinis praleidžiamosios juostos dažnis parenkamas  $f_0 = 3,6$  GHz. Šiam dažniui yra skaičiuojami struktūriniai parametrai, kadangi šiame dažnių ruože dirbantį filtrą galima būtų pritaikyti 5G technologijai. Patobulinto filtro struktūra išsiskiria tuo, kad filtras yra formuojamas ne ant dielektrinio pagrindo, tačiau ant p-Si ir p-Ge puslaidininkinių pagrindų, kurių laidumas yra keičiamas. Filtro veikimas analizuojamas nagrinėjant  $S$  parametrus. Nustatoma puslaidininkinių pagrindų laidumo įtaka filtro  $S$  parametrams.

### 2.1.1. Pusės bangos ilgio puslaidininkinio mikrojuostelinio filtro matematinis modelis

Lygiagrečiai susietojo pusės bangos rezonatoriaus MJF struktūra dažnai naudojama mikrobangų įtaisyuose. Filtro elektrodinaminis modelis yra gana plačiai išnagrinėtas ir aptartas literatūroje (Maity & Pradhan, 2015; Pozar, 2011; Sharma et al., 2013). Tyrimui bus naudojamas klasikinis filtro elektrodinaminis modelis, kuriuo remiantis yra skaičiuojami filtro struktūriniai parametrai. Struktūriniai parametrai reikalingi modeliavimo Sonnet<sup>®</sup> metu. Klasikinė filtro struktūra yra patobulinama vietoje dielektrinio pagrindo naudojant puslaidininkinį pagrindą, kurio laidumas bus keičiamas, siekiant įvertinti laidumo įtaką  $S$  parametrams. Norint gauti struktūrinius parametrus remiantis pateiktu matematiniu modeliu (2.1–2.16

formulės), sukurta Matlab™ programa skirta mikrojuostelinio filtro struktūriniais parametrams apskaičiuoti.

Mikrojuostelinio filtro struktūroje gretimi rezonatoriai yra išdėstyti lygiagrečiai vienas su kitu ir yra pasislinkę vienas kito atžvilgiu per pusę bangos ilgio –  $\lambda/2$ . Filtro struktūra pateikta 2.1 paveiksle.

Tokio MJF struktūrą aprašančios lygtys (Hong & Lancaster, 2003):

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_0 g_1}}, \quad (2.1)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad j=1 \text{ iki } n-1, \quad (2.2)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_n g_{n+1}}}, \quad (2.3)$$

čia  $J_{j,j+1}$  –  $J$  inverterių būdingasis laidis,  $Y_0$  – fiderinės linijos būdingasis pilnutinis laidis,  $FBW$  – filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis (išreikštas procentais),  $g_0, g_1, \dots, g_n$  – pakopinio mikrojuostelinio filtro modelio koeficientai.

(2.1)–(2.3) formulės yra taikomos norint apskaičiuoti inverterių pilnutines kompleksines varžas visoms filtrų poroms. Būdingasis pilnutinis laidis yra atvirkščiai proporcingas mikrojuostelinės linijos būdingajai pilnutinei varžai.

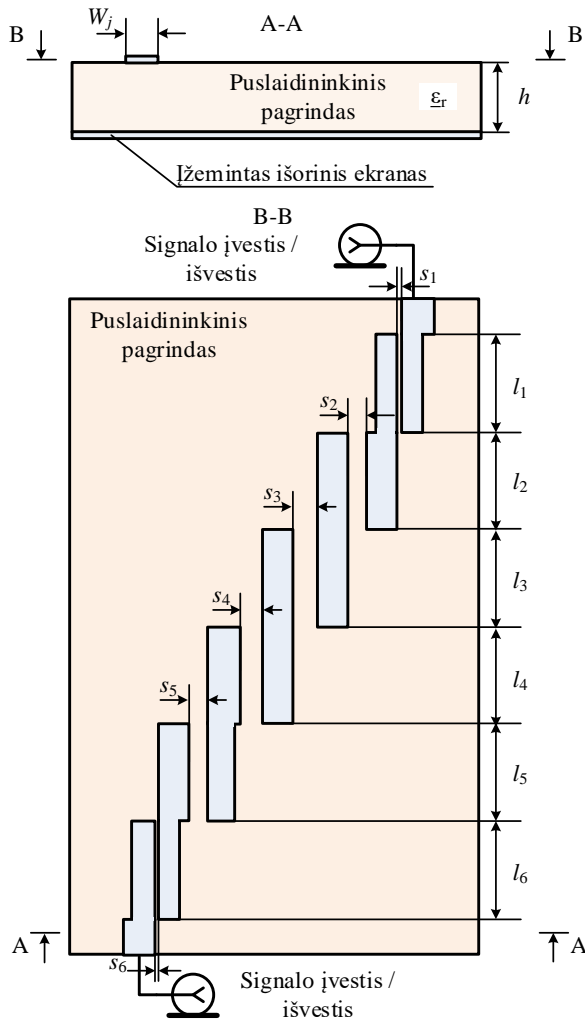
Apskaičiuavus  $J$  inverterius būdingosios lyginių ir nelyginių bangų pilnutinės varžos randamos:

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[ 1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left( \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right], \quad j=0 \text{ iki } n, \quad (2.4)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[ 1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left( \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right], \quad j=0 \text{ iki } n, \quad (2.5)$$

čia  $1/Y_0$  yra lygus  $Z_0$  – pilnutinei sistemos varžai, kuri yra lygi  $50 \Omega$ .

Sudarant filtro struktūrą reikia apskaičiuoti struktūrinius filtro parametrus, kuriems esant gaunamos lyginių ir nelyginių bangų pilnutinės kompleksinės varžos. Skaičiavimams naudojamas matematinis modelis yra aprašytas darbuose (Kushwah & Tomar, 2018; Maity & Pradhan, 2015). Jais remiantis galima apskaičiuoti lyginių ir nelyginių bangų pilnutines varžas. Skaičiavimų principas parmentas tuo, kad yra nustatomas rezonatoriaus formos / dydžio santykis individualiai kiekvienam rezonatoriui (Naghar et al., 2013).



**2.1 pav.** Patobulinto mikrojuostelinio filtro ant puslaidininkinio pagrindo struktūra, čia  $W_j$  – kiekvieno rezonatoriaus plotis,  $l_j$  – kiekvieno rezonatoriaus ilgis,  $s_j$  – tarpas tarp dviejų gretimų rezonatorių ( $j = 1, 2, 3, \dots, 6$ ),  $\epsilon_r$  – puslaidininkinio pagrindo kompleksinė dielektrinė skvarba

**Fig. 2.** Structure of improved microstrip filter on a semiconductor substrate, where  $W_j$  – the width of each resonator,  $l_j$  – the length of each resonator,  $s_j$  – the gap between two adjacent resonators ( $j = 1, 2, 3, \dots, 6$ ),  $\epsilon_r$  – complex permittivity of the semiconductor substrate

Remiantis šiuo matematinio modeliu, vienos mikrojuostelinės linijos būdin-  
goji pilnutinė varža yra randama:

$$Z_{0so} = \frac{(Z_{0o})_{j,j+1}}{2}, \quad (2.6)$$

$$Z_{0se} = \frac{(Z_{0e})_{j,j+1}}{2}. \quad (2.7)$$

Kai  $W/h \leq 2$ :

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A - 2)}, \quad (2.8)$$

čia

$$A = \frac{Z_c}{60} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right). \quad (2.9)$$

Kai  $W/h \geq 2$ :

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}, \quad (2.10)$$

čia

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (2.11)$$

Taikant (2.8)–(2.11) formules galima apskaičiuoti aukščio ir pločio santykį kiekvienai mikrojuostelinei linijai atskirai lyginių ir nelyginių bangų atveju. Būdingoji pilnutinė kiekvienos mikrojuostelinės linijos varža, aprašyta (2.6) ir (2.7) formulėmis, (2.8)–(2.11) išraiškose yra pažymėta kaip  $Z_c$ . Apskaičiuavus aukščio ir pločio santykius lyginėms ir nelyginėms bangoms, galima rasti  $w/h$  ir  $s/h$  santykius kiekvienai mikrojuostelinei linijai (Aghzout ir Naghar, 2013):

$$\frac{s}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left[ \frac{\cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{se} \right) + \cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{so} \right) - 2}{\cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{so} \right) - \cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{se} \right)} \right], \quad (2.12)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{1}{\pi} \left\{ \cosh - 1 \left[ \frac{1}{2} \left[ \cosh \left( \frac{\pi s}{2h} \right) - 1 + \left( \cosh \left( \frac{\pi s}{2h} \right) + 1 \right) \left( \cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{se} \right) \right) \right] \right] - \left( \frac{\pi s}{2h} \right) \right\}. \quad (2.13)$$

Taikant (2.12) ir (2.12) formules galima apskaičiuoti mikrojuostelinės linijos plotį  $w$  ir tarpą tarp dviejų linijų  $s$ . Mikrojuostelinės linijos efektyvioji dielektrinė skvarba  $\epsilon_{\text{eff}}$  randama taip (Hong & Lancaster, 2003):

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}}. \quad (2.14)$$

Mikrojuostelinėje linijoje pagrindinė banga yra kvazi-TEM (angl. *Transverse Electro-Magnetic* – TEM), bangos ilgis apskaičiuojamas naudojant efektyviają dielektrinę skvarbą  $\epsilon_{\text{eff}}$  (2.14) (Hong & Lancaster, 2003):

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}, \quad (2.15)$$

čia  $\lambda_0$  yra bangos ilgis vakuume.

Rezonatoriaus ilgis randamas pagal išraišką

$$l = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}. \quad (2.16)$$

Aptartos išraiškos taikomos rasti pusės bangos ilgio lygiagrečiai susietųjų rezonatorių MJF parametrus esant reikalingam centriniam darbo dažniui.

### 2.1.2. Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro sudarymas

Puslaidininkinių laidumas priklauso nuo krūvininkų judrio  $\mu$  ir krūvininkų tankio  $N$ . Puslaidininkinių laidumą galima užrašyti:

$$\sigma = eN\mu, \quad (2.17)$$

čia  $e$  – elektrinis krūvis (Kasap et al., 2017). Krūvininkų judris priklauso nuo temperatūros ir nuo legiravimo laipsnio. Laidumo vertes skirtingiems krūvininkų tankiams galima apskaičiuoti iš puslaidininkinių medžiagų parametrų charakteristikų, kuriose pateikiama krūvininkų judrio priklausomybė nuo krūvininkų tankio ir temperatūros. Tyrimui atlikti naudojama skylių judrio priklausomybė nuo krūvininkų tankio, naudojant p-Si ir p-Ge puslaidininkius (Dorkel & Leturcq, 1981;



Golikova et al., 1962). Filtras patobulinamas, sudarant struktūrą ne ant dielektrinio, bet ant puslaidininkinio pagrindo.

Lygiagrečiai susietųjų pusės bangos ilgio rezonatorių mikrojuostelinio juostinio filtro struktūra dažniai naudojama mikrobangų ruože. Filtro struktūroje gretimi rezonatoriai yra išdėstomi lygiagrečiai vienas su kitu ir paslenkami taip, kad poslinkis sudarytų pusę bangos ilgio. Tokio filtro struktūra užtikrina pakankamai stiprų ryšį tarp gretimų rezonatorių (Pozar 2011; Hong et al., 2001; Maity et al., 2015; Sharma et al., 2013).

Matematinis modelis, kuris naudojamas filtro parametrų skaičiuoti, yra pateiktas 2.1.1 skyrelyje. Skaičiavimai paremti struktūrinių parametrų santykio suradimu kiekvienam rezonatoriui atskirai. Pritaikius apytiksles skaičiavimo formules galima gauti kiekvieno atskiro rezonatoriaus individualius matmenis.

Remiantis matematinio modeliu ir aptarta literatūra buvo sudaryta Matlab<sup>TM</sup> programa filtro geometriniais parametrų skaičiuoti. Modeliuojant filtrą Sonnet<sup>®</sup>, vietoje klasikinėje filtro struktūroje naudojamo dielektrinio pagrindo filtras yra modeliuojamas ant puslaidininkinio pagrindo.

Sudarant tyrimui reikalingą MJF, praleidžiamųjų dažnių juosta buvo pasirinkta tokia, kad būtų tinkama 5G technologijos ryšio ruožui. *European 5G Observatory* duomenimis, Europos Sąjungoje numatyta, kad 5G technologija bus vystoma 700 MHz, 3,6 GHz ir 28 GHz dažnių ruožuose. Vidutinių dažnių ruožui paprastai yra numatomas 3,4–3,8 GHz dažnių ruožo diapazonas. Atsižvelgiant į tai, buvo pasirinktas projektuojamo filtro centrinis darbo dažnis. Filtro struktūriniai skaičiavimai atlikti naudojant Matlab<sup>TM</sup> programą (2.1 algoritmas).

**2.1 algoritmas.** Mikrojuostelinio juostinio filtro struktūrinių parametrų skaičiavimo algoritmas sudarytas naudojant pseudokodą

**Algorithm 2.1.** The algorithm is written in pseudocode for calculating the structural parameters of a microstrip bandpass filter

---

A. Skaičiavimo duomenų įvedimas:

$\epsilon_r, FBW, Z_0, h, f_0, n, g_n.$

B.  $J$  inverterių skaičiavimas:

$J_{01}/Y_0$  ( $n = 1$ ) skaičiavimas;

**for**  $n \leftarrow 2, 1, n$  **do**

$J_{j,j+1}/Y_0$  skaičiavimas ( $J_{j,j+1}$  – pilnutinio laidžio inverterių būdingasis laidis,  
 $Y_0$  – fiderinės linijos būdingasis pilnutinis laidis);

**end for**

$J_{01}/Y_0$  ( $n = n+1$ ) skaičiavimas.

C. Lyginių ir nelyginių bangų būdingosios pilnutinės varžos skaičiavimas:

$(Z_{0e})_{j,j+1}, (Z_{0o})_{j,j+1}, Z_{0se}, Z_{0so}$  skaičiavimas;

---

## 2.1 algoritmo tęsinys

- 
- end for**
- D. Lyginių ir nelyginių bangų  $W/h$  santykio įvertinimas.
- E. Skaičiavimo sąlygų parinkimas:
- if**  $W/h \leq 2$
- for**  $n \leftarrow 1, 1, n+1$  **do**
- $(W/h)_{se}, (W/h)_{so}$ , skaičiavimas pagal (2.8), (2.9);
- end for**
- else**
- for**  $n \leftarrow 1, 1, n+1$  **do**
- $(W/h)_{se}, (W/h)_{so}$ , skaičiavimas pagal (2.8), (2.9);
- end for**
- F. Kiekvienos filtro mikrojuostelinės linijos parametrų skaičiavimas:
- for**  $n \leftarrow 1, 1, n+1$  **do**
- $s_j, w_j, \varepsilon_{eff, j}, \lambda_{g, j}, l_j$  skaičiavimas;
- end for**
- G. Rezultatų pateikimas:
- tarpo tarp dviejų rezonatorių  $s_j$ , kiekvieno rezonatoriaus pločio,  $w_j$ , kiekvieno rezonatoriaus ilgio  $l_j$  verčių išvedimas ir išsaugojimas.
- 

Filtro matmenys projektuojami taip, kad filtro darbo dažnių juosta būtų tarp dažnių  $f_{c1} = 3,4$  GHz ir  $f_{c2} = 3,8$  GHz. Santykinė pralaidumo juosta  $FBW = 0,111$ . Skaičiavimams naudojamas 5-os eilės Čebyševo filtras su dažnio deviacija 0,1 dB. Struktūriniai parametrai skaičiuojami dviem atvejais: 1) p-Si puslaidininkiniam filtrui, kurio pagrindo santykinė dielektrinė skvarba  $\varepsilon_r = 11,7$ ; 2) p-Ge puslaidininkiniam filtrui, kurio pagrindo santykinė dielektrinė skvarba  $\varepsilon_r = 16,2$ . Abiem atvejais puslaidininkinio pagrindo storis  $h = 0,635$  mm, o laidininko (vario) storis – 0,035 mm.

Naudojant projektavimui reikalingus pradinius duomenis Matlab™ sukurta programa apskaičiuoti MJF struktūriniai parametrai (žr. 2.1 lentelę):  $W_j$  – kiekvieno rezonatoriaus plotis,  $l_j$  – kiekvieno rezonatoriaus ilgis,  $s_j$  – tarpas tarp dviejų rezonatorių.

Analizuojant 2.1 lentelės duomenis galima matyti, kad skiriasi filtrų struktūriniai matmenys, nes skiriasi puslaidininkinių pagrindų santykinės dielektrinės skvarbos. Taip pat filtras pasižymi veidrodine simetrija, todėl simetriški rezonatoriai yra vienodų matmenų.

**2.1 lentelė.** 5G technologijai tinkamo juostinio filtro, kurio centrinis darbo dažnis  $f_0 = 3,6$  GHz, struktūriniai parametrai ant p-Ge ir p-Si puslaidininkinių pagrindų

**Table 2.1.** Structural parameters of the bandpass filter with central frequency  $f_0 = 3.6$  GHz for applications in 5G technology on p-Si and p-Ge substrates

Rezonatoriaus eilės numeris	Puslaidininkio tipas					
	Si ( $\epsilon_r = 11,7$ )			Ge ( $\epsilon_r = 16,2$ )		
$j$	$W_j$	$s_j$	$l_j$	$W_j$	$s_j$	$l_j$
1, 6	0,392	0,089	7,590	0,271	0,116	6,585
2, 5	0,559	0,355	7,484	0,394	0,407	6,496
3, 4	0,573	0,452	7,476	0,404	0,507	6,490

Modeliuojant filtrą ant p-Ge puslaidininkinio pagrindo, bendras struktūros ilgis yra 50,61 mm, plotis – 20 mm. Modeliuojant filtrą ant p-Si puslaidininkinio, bendras puslaidininkinio pagrindo ilgis yra 45,54 mm, plotis – 20 mm. Tokio filtro struktūra ant p-Si puslaidininkinio yra 10 % trumpesnė lyginant su p-Ge juostiniu filtru. Skirtumas atsiranda, nes p-Si puslaidininkio dielektrinė skvarba yra mažesnė, lyginant su p-Ge puslaidininkio dielektrine skvarba.

Dėl skirtingų puslaidininkinių medžiagų filtrų pagrinduose skiriasi ir kiti parametrai. Vienas iš jų – elektrinis laidumas  $\sigma$ , kurį lemia krūvininkų judris  $\mu$  ir krūvininkų tankis  $N$ . Keičiantis išvardintiems parametrams ir esant skirtingai temperatūrai  $T$ , šie parametrai skiriasi, todėl pakinta puslaidininkinių pagrindų elektrinis laidumas. Siekiant ištirti, kokią įtaką elektrinio laidumo pasikeitimas daro MJF  $S$  parametru dažninėms charakteristikoms, filtras buvo sudarytas Sonnet<sup>®</sup> programoje. Filtro modeliavimo rezultatai buvo patikrinti naudojant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinį paketą. Atliekant kompiuterinį modeliavimą buvo gautos  $S$  parametru dažninės charakteristikos (DCh), atlikus analizę galima įvertinti, kokią įtaką  $S$  parametrams daro  $\sigma$  pasikeitimas.

### 2.1.3. Puslaidininkinio pagrindo įtaka filtro $S$ parametrams

Apskaičiuoti mikrojuostelinio juostinio filtro struktūriniai parametrai naudojami modeliuojant filtrą Sonnet<sup>®</sup> programoje. Siekiant išsiaiškinti, ar filtras atitinka pradines jam numatytas technines charakteristikas, nagrinėjamas idealus atvejis, kuriame neatsižvelgiama į puslaidininkinio pagrindo elektrinį laidumą, t. y. laikoma, kad  $\sigma = 0$ . Gauti tyrimų rezultatai pateikti 2.2 lentelėje.

Palyginimo rezultatai rodo, kad, modeliuojant MJF ant p-Si puslaidininkinio pagrindo, apatinis pralaidumo juostos dažnis yra lygus  $f_{c1} = 3,162$  GHz, o viršutinis pralaidumo juostos dažnis yra lygus  $f_{c2} = 3,909$  GHz. Pralaidumo juostos plotis  $\Delta f = 0,747$  GHz. Gautas  $\Delta f$  yra beveik 2 kartus didesnis už projektuotą. Taip pat

yra matyti, kad viršutinis ir apatinis pralaidumo juostos dažniai pasislenka į šonus nuo centrinio darbo dažnio  $-f_c$ . Pats centrinis darbo dažnis pasislenka į žemesniųjų dažnių pusę per 0,1 GHz ir yra lygus  $f_c = 3,5$  GHz. Gautos p-Si puslaidininkio mikrojuostelinio juostinio filtro  $S$  parametų dažninės charakteristikos pateiktos 2.2 paveiksle, a.

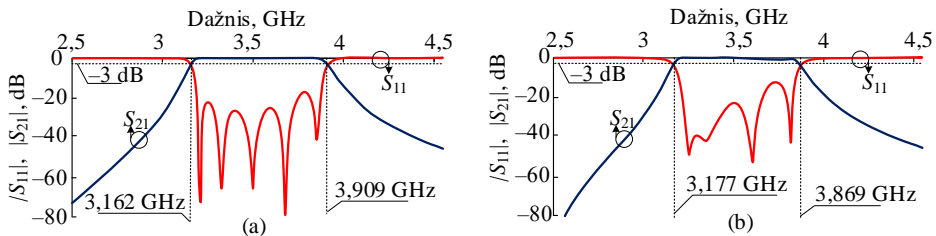
Analogiški rezultatai yra gaunami ir filtrui ant p-Ge puslaidininkinio pagrindo. Šiuo atveju apatinis pralaidumo juostos dažnis ties  $-3$ dB yra  $f_{c1} = 3,177$  GHz, o viršutinis pralaidumo juostos dažnis  $f_{c2} = 3,869$  GHz, pralaidumo juostos plotis yra  $\Delta f = 0,692$  GHz, o centrinis darbo dažnis  $-3,5$  GHz. Pralaidumo juosta yra 73 % platesnė lyginant su projektuoto filtro parametrais (2.2 lentelė). Šio mikrojuostelinio juostinio filtro  $S$  parametų dažninės charakteristikos yra pateiktos 2.2 paveiksle, b.

Lyginant abiejų puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų pralaidumo juostas galima matyti, kad p-Ge puslaidininkinių filtrų pralaidumo juosta yra siauresnė 0,692 GHz palyginus su p-Si puslaidininkinių juostinių filtrų pralaidumo juosta 0,747 GHz, tačiau šis skirtumas nėra didelis  $-55$  MHz. Skirtumas sudaro 7,36 % nuo visos pralaidumo juostos.

**2.2 lentelė.** Si ir Ge puslaidininkinių juostinių filtrų palyginimas, kai  $\sigma = 0$ . Dažniai lyginami  $-3$ dB lygyje

**Table 2.2.** Comparison of Si and Ge semiconductor microstrip filters when  $\sigma = 0$ . Frequencies are compared at  $-3$ dB level

Filtro tipas ir parametrai	$f_{c1}$ , GHz	$f_{c2}$ , GHz	$f_c$ , GHz	$\Delta f$ , GHz
Projektuojami parametrai	3,4	3,8	3,6	0,4
p-Si puslaidininkinis filtras	3,162	3,909	3,5	0,747
p-Ge puslaidininkinis filtras	3,177	3,869	3,5	0,692



**2.2 pav.** p-Si ( $\epsilon_r = 11,7$ ) (a) ir p-Ge ( $\epsilon_r = 16,2$ ) (b) puslaidininkinių juostinių filtrų  $S$  parametų dažninės charakteristikos, kai  $f_c = 3,5$  GHz,  $\sigma = 0$

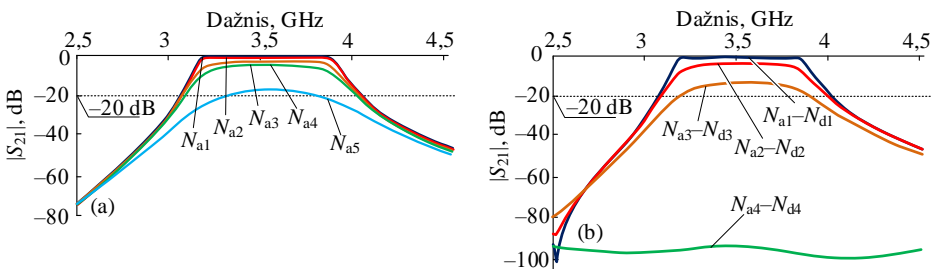
**Fig. 2.2.** Frequency response characteristics of S-parameters of p-Si ( $\epsilon_r = 11.7$ ) (a) and p-Ge ( $\epsilon_r = 16.2$ ) (b) semiconductor bandpass filters, when  $f_c = 3.5$  GHz,  $\sigma = 0$

### 2.1.4. Krūvininkų tankio įtaka juostinio filtro $S$ parametru dažninėms charakteristikoms

Siekiant įvertinti, kaip juostinio filtro parametrai keičiasi pasikeitus puslaidininkinio pagrindo parametrams, yra keičiami modeliavimo parametrai, t. y. esant skirtingoms krūvininkų tankio  $N$  vertėms skaičiuojamos elektrinio laidumo vertės. Pasikeitęs puslaidininkinio pagrindo elektrinis laidumas nulemia, kad keičiasi ir mikrojuostelinių juostinių filtrų  $S$  parametru dažninės charakteristikos.

Modeliavimas atliekamas parinkus temperatūrą  $T = 300$  K. Remiantis p-Si puslaidininkinio skylių judrio priklausomybe nuo krūvininkų tankio 300 K temperatūroje,  $\sigma$  elektrinis laidumas yra skaičiuojamas esant šioms krūvininkų tankių vertėms  $N_a = 5 \cdot 10^{15}; 10^{16}; 5 \cdot 10^{16}; 10^{17}; 5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  (čia  $N_a$  yra akceptorinių priemaišų tankis). Galima matyti, kad kuo didesnis  $N_a$  krūvininkų tankis, tuo didesnis  $\sigma$  elektrinis laidumas, esant tai pačiai  $T$  temperatūrai. Visiems šiems atvejams naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinį paketą yra gaunamos  $S$  parametru dažninės charakteristikos.  $S_{21}$  parametru DCh, gautos MJF ant p-Si puslaidininkinio pagrindo, pateiktos 2.3 paveiksle, a.

Didėjant krūvininkų tankiui  $N$ , didėja nuostoliai MJF, kuriuos sukelia didėjantis MJF puslaidininkinio pagrindo  $\sigma$  elektrinis laidumas. Didžiausias silpimas gaunamas, kai akceptorinių priemaišų tankis yra  $N_a = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ .



**2.3 pav.** Puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų  $S_{21}$  parametru dažninės charakteristikos, kai  $T = 300$  K ant p-Si pagrindo, kai  $N_{a1} = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a2} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a3} = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a4} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a5} = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  (a); ant p-Ge pagrindo, kai  $N_{a1}-N_{d1} = 3,2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a2}-N_{d2} = 2,7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;

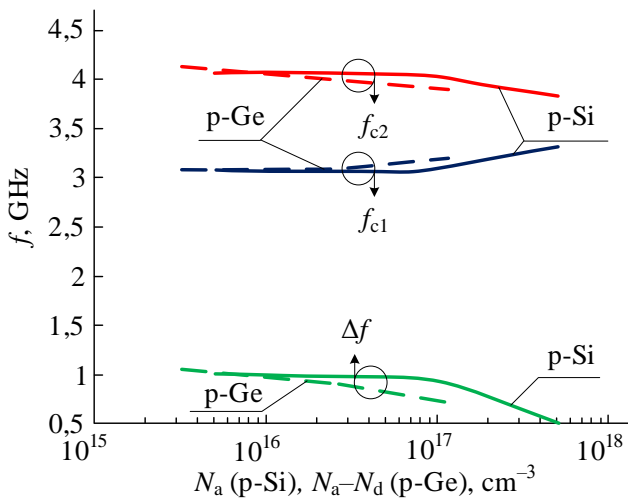
$$N_{a3}-N_{d3} = 1,2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}; N_{a4}-N_{d4} = 4,9 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3} \text{ (b)}$$

**Fig. 2.3.**  $S_{21}$  parameters frequency response characteristic of semiconductor microstrip bandpass filters when  $T = 300$  K on p-Si substrate, when  $N_{a1} = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a2} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a3} = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a4} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a5} = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  (a); on p-Ge substrate when  $N_{a1}-N_{d1} = 3.2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a2}-N_{d2} = 2.7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;

$$N_{a3}-N_{d3} = 1.2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}; N_{a4}-N_{d4} = 4.9 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3} \text{ (b)}$$

Elektrinio laidumo vertės filtrui ant p-Ge puslaidininkinio pagrindo skaičiuojamos įvertinant skirtingas krūvininkų tankio vertes  $N_a - N_d$  (čia  $N_d$  – donorinių priemaišų tankis). Elektrinio laidumo vertės skaičiuojamos šioms krūvininkų tankio vertėms:  $N_{a1} - N_{d1} = 3,2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a2} - N_{d2} = 2,7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a3} - N_{d3} = 1,2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a4} - N_{d4} = 4,9 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ . Gautos  $S_{21}$  parametru dažninės charakteristikos pateikiamos 2.3 paveiksle, b. Matyti, kad elektromagnetinių bangų slopinimas didėja, didėjant  $N_a - N_d$  krūvininkų tankiui, nes dėl didėjančio krūvininkų tankio padidėja pagrindo elektrinis laidumas  $\sigma$ .

Vienas iš parametru, nuo kurio priklauso MJF pralaidumo juostos plotis, yra pagrindo elektrinis laidumas –  $\sigma$ . Nagrinėjamu atveju  $\Delta f$  pralaidumo juosta yra platesnė, kai puslaidininkinio MJF sudaromas ant p-Si puslaidininkinio pagrindo. S parametru DCh analizė rodo, kad pralaidumo juosta siaurėja didėjant krūvininkų tankiui. Analizės rezultatai pateikiami 2.4 paveiksle. Pralaidumo juostos buvo matuojamos ir lyginamos –20 dB lygyje.



**2.4 pav.** Puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų pralaidumo juostos apatinio  $f_{c1}$  ir viršutinio  $f_{c2}$  dažnių bei pralaidumo juostos pločio  $\Delta f$  priklausomybė nuo krūvininkų tankio

**Fig. 2.4.** Dependency of the bandwidth lower  $f_{c1}$  and upper  $f_{c2}$  frequency and the bandwidth  $\Delta f$  of semiconductor microstrip bandpass filters on p-Si and p-Ge substrates on carrier density

### 2.1.5. Mikrojuostelinio juostinio filtro kompleksinės dielektrinės skvarbos analizė

Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro kompleksinės dielektrinės skvarbos analizė atliekama naudojant puslaidininkinio pagrindo plazminį rezonansinį dažnį –  $f_p$ , puslaidininkinės gardelės dielektrinę skvarbą  $\varepsilon_L = \varepsilon_r \varepsilon_0$ , čia  $\varepsilon_0 = 10^{-9}/36\pi \text{ Fm}^{-1}$ . Plazminis rezonansinis dažnis esant skirtingiems  $N$  krūvininkų tankiams randamas:

$$f_p(N) = \frac{q^2 N}{2\pi m^* \varepsilon_L}, \quad (2.18)$$

čia  $q$  – skylių krūvis ( $1,60217733(49) \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ),  $m^* = m_k m_e$  – efektyvioji skylių masė puslaidininkyje,  $m_k$  – skylių masė,  $m_e$  – elektrono masė.

Efektyvioji p-Si puslaidininkio sunkiųjų skylių masė  $m_1^* = 0,49m_e$ , o lengvųjų skylių masė  $m_2^* = 0,16m_e$ . p-Ge sunkiųjų ir lengvųjų skylių masės atitinkamai yra lygios  $m_1^* = 0,33m_e$ .

Norint atlikti MJF dielektrinės skvarbos analizę, reikia parinkti centrinį darbo dažnį  $f_0$ , kurį galima apskaičiuoti pagal formulę:

$$f_0 = f_{c1} + \left( \frac{f_{c2} - f_{c1}}{2} \right). \quad (2.19)$$

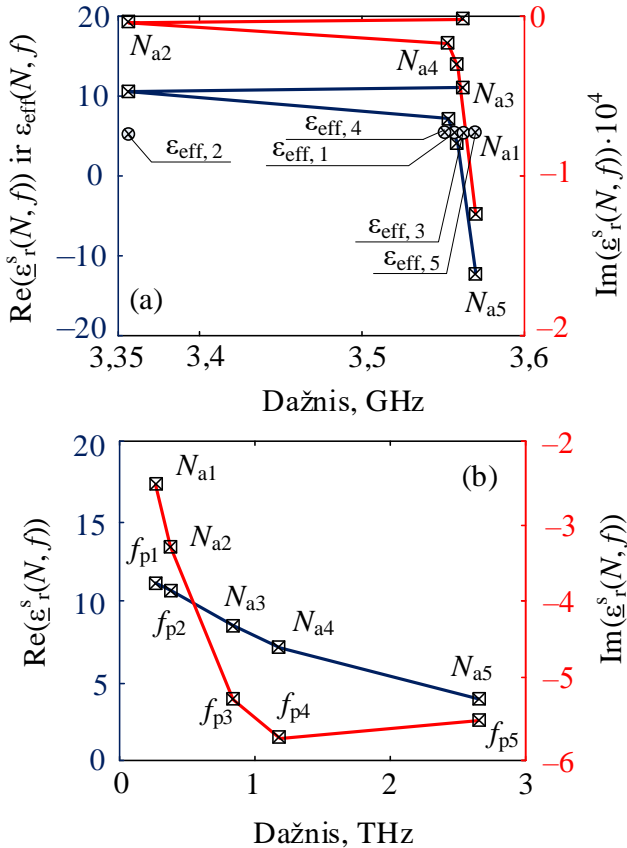
Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro kompleksinė dielektrinė skvarba ties centrinio dažniu ir  $f_p$  plazminiu rezonansiniu dažniu randama pagal išraišką:

$$\varepsilon_r^p(N, \omega) = \varepsilon_L \left( 1 - \frac{j\omega_p(N)}{\omega} \cdot \frac{1}{\zeta + j\omega} \right), \quad (2.20)$$

čia  $\zeta = q / \mu m^*$  – laisvųjų krūvininkų susidūrimų dažnis,  $\omega_p(N) = 2\pi f_p(N)$  – kampinis plazminis rezonansinis dažnis,  $\omega = 2\pi f$  – kampinis darbo dažnis.

Atliekant puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų kompleksinės dielektrinės skvarbos analizę,  $f$  darbinis dažnis yra pakeičiamas juostinio filtro  $f_0$  centrinio darbo ir  $f_p$  plazminiu rezonansiniu dažniais.

p-Si puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro kompleksinės dielektrinės skvarbos analizė atliekama 300 K temperatūroje, kai krūvininkų tankis  $N_a = 5 \cdot 10^{15}; 10^{16}; 5 \cdot 10^{16}; 10^{17}; 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . Taip pat yra skaičiuojama MJF efektyvioji dielektrinė skvarba –  $\varepsilon_{eff}(N, f)$ . p-Si puslaidininkinio MJF kompleksinės dielektrinės skvarbos analizės rezultatai pateikti 2.5 paveiksle.



**2.5 pav.** p-Si puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro kompleksinės dielektrinės skvarbos priklausomybė nuo dažnio GHz dažnių ruože (a), THz dažnių ruože (b), kai

$$N_{a1} = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}; N_{a2} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}; N_{a3} = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}; \\ N_{a4} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}; N_{a5} = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$$

**Fig. 2.5.** Dependency of complex permittivity of semiconductor microstrip bandpass filter on p-Si substrate on frequency in GHz range (a), THz range (b), when  $N_{a1} = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}; N_{a2} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}; N_{a3} = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}; N_{a4} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}; N_{a5} = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

Realioji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis  $\text{Re}(\underline{\epsilon}_r^p(N, \omega))$  p-Si puslaidininkiniam juostiniam filtrui didėja, kai skylių tankis padidėja nuo  $5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  iki  $5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , o centrinis darbo dažnis  $f_0$  pasikeičia nuo  $f_{0,1} = 3,562 \text{ GHz}$  iki  $f_{0,5} = 3,57 \text{ GHz}$  (2.5 pav., a). Menamoji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis  $\text{Im}(\underline{\epsilon}_r^p(N, \omega))$  didėja, kai didėja skylių tankis  $N$ .



Mažiausioji menamosios kompleksinės dielektrinės skvarbos dalies  $\text{Im}(\epsilon_r^p(N, \omega))$  vertė pasiekama, kai skylių tankis yra lygus  $N_{a3} = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ . Didžiausioji menamosios dalies vertė pasiekama, kai skylių tankis yra lygus  $N_{a5} = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . Toks rezultatas gaunamas todėl, kad kompleksinė dielektrinė skvarba priklauso nuo skylių tankio ir laisvųjų krūvininkų susidūrimų dažnio. Laisvųjų krūvininkų susidūrimų dažnis priklauso nuo krūvininkų judrio  $\mu$ . Taip pat p-Si puslaidininkinio juostinio filtro labai didelė menamoji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis  $\text{Im}(\epsilon_r^s(N, \omega))$  rodo, kad elektromagnetinių bangų silpimas yra labai didelis. Taigi, p-Si puslaidininkinių juostinių filtrų krūvininkų judris  $\mu$  turi būti kuo mažesnis 300 K temperatūroje.

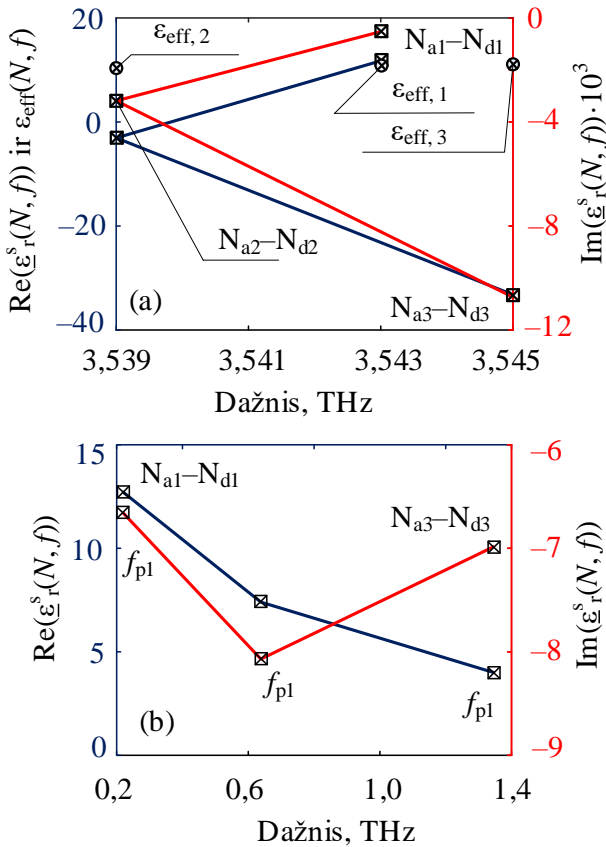
Puslaidininkinio juostinio filtro ant p-Si puslaidininkinio pagrindo efektyvioji dielektrinė skvarba 300 K temperatūroje didėja, kai didėja krūvininkų judris  $\mu$ . Krūvininkų judris didėja visame praleidžiamųjų dažnių ruože  $\Delta f$ , esant skirtingiems krūvininkų judriams  $\mu$ .

Plazminio rezonansinio dažnio  $f_p$  analizė rodo, kad jis neturi įtakos p-Si puslaidininkinių juostinių filtrų  $S$  parametrų dažninėms charakteristikoms (2.5 pav., b). Menamoji p-Si puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis  $\text{Im}(\epsilon_r^p(N, \omega))$  yra mažesnė THz dažnių ruože, lyginant su menamąja kompleksinės dielektrinės skvarbos dalimi GHz dažnių ruože. Plazminis rezonansinis dažnis  $f_p$  didėja, kai didėja skylių tankis  $N$ . Mažiausias plazminis rezonansinis dažnis  $f_{p1}$  gaunamas, kai skylių tankis  $N_{a1} = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ , o didžiausias  $f_{p1}$ , kai skylių tankis  $N_{a5} = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ .

p-Ge puslaidininkinių juostinių filtrų kompleksinės dielektrinės skvarbos analizės rezultatai, kai krūvininkų tankis 300 K temperatūroje yra  $N_a - N_d = 3,2 \cdot 10^{15}$ ;  $2,7 \cdot 10^{16}$ ;  $1,2 \cdot 10^{17}$ ;  $5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , yra pateikiamas 2.6 paveiksle. Realioji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis sumažėja, kai  $N_a - N_d$  krūvininkų tankis pasikeičia nuo  $3,2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  iki  $1,2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , o MJF centrinis darbinis dažnis iš  $f_{0,1} = 3,562 \text{ GHz}$  pasislenka į žemesniųjų dažnių pusę  $f_{0,2} = 3,39 \text{ GHz}$  ir  $f_{0,3} = 3,545 \text{ GHz}$  (2.6 pav., a).

Didžiausia kompleksinės dielektrinės skvarbos menamosios dalies  $\text{Im}(\epsilon_r^s(N, \omega))$  vertė p-Ge puslaidininkiniam mikrojuosteliniam juostiniam filteriui yra gaunama, kai skylių tankis yra  $N_{a3} - N_{d3} = 1,2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ .

p-Ge puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų efektyvioji dielektrinė skvarba  $\epsilon_{\text{eff}}(N, \omega)$  išlieka beveik nepakitusi visuose tirtuose dažnių ruožuose. Ji yra lygi  $\epsilon_{\text{eff}}(N, \omega) \cong \text{Re}(\epsilon_r^s(N, \omega)) \cong 10,74$ , kai skylių tankis  $N_{a1} - N_{d1} = 3,2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ .



**2.6 pav.** p-Ge puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro kompleksinės dielektrinės skvarbos priklausomybė nuo dažnio GHz dažnių ruože (a), THz dažnių ruože (b), kai  $N_{a1}-N_{d1} = 3,2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a2}-N_{d2} = 2,7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a3}-N_{d3} = 1,2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

**Fig. 2.6.** Dependency of complex permittivity of semiconductor microstrip bandpass filter on p-Ge substrate on frequency in GHz range (a), THz range (b), when  $N_{a1}-N_{d1} = 3.2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a2}-N_{d2} = 2.7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ;  $N_{a3}-N_{d3} = 1.2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

Plazminio rezonansinio dažnio  $f_p$  analizė rodo, kad plazminis rezonansinis dažnis neturi įtakos p-Ge puslaidininkinių MJF S-parametrų dažninėms charakteristikoms (2.6 pav., b).

Taip pat atlikta analizė rodo, kad THz dažnių ruože realioji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis  $\text{Re}(\epsilon_r^p(N, \omega))$  mažėja. Menamoji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalis yra mažesnė, kai skylių tankis yra  $N_{a1}-N_{d1} = 2,7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ , o plazminis rezonanso dažnis  $f_{p2}$  yra lygus 1,3291 THz.

### 2.1.6. Patobulinto mikrojuostelinio juostinio filtro patikra

Patobulinto mikrojuostelinio juostinio filtro ant puslaidininkinio pagrindo patikra yra atliekama taikant baigtinių skirtumų laiko srities (angl. *Finite-Difference Time-Domain* – FDTD) metodą, kuris yra pasitelkiamas CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinėje įrangoje.  $S$  parametų dažninių charakteristikų palyginimas pateiktas 2.7 paveiksle.

2.7 paveiksle, a, pateikti rezultatai, gauti modeliuojant p-Si puslaidininkinius juostinius filtrus Sonnet<sup>®</sup> ir CST Microwave Studio<sup>®</sup> komercinėmis programomis. Modeliuojant MJF CST Microwave Studio<sup>®</sup> išlaikomi tie patys struktūriniai parametrai, kurie buvo naudoti sudarant filtrą Sonnet<sup>®</sup> programoje. Jų vertės buvo pateiktos 2.2 lentelėje. Analizės metu buvo gautos MJF dažninės charakteristikos, t. y.  $S_{11}$  – atspindžio koeficiento priklausomybės nuo dažnio ir  $S_{22}$  – perdavimo koeficiento priklausomybės nuo dažnio. Analogiška analizė yra atliekama ir p-Ge puslaidininkiniam juostiniam filtrui.

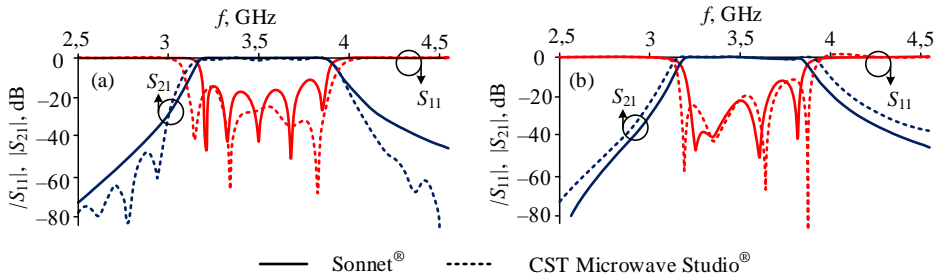
Sudarant MJF su CST Microwave Studio<sup>®</sup> programine įranga, p-Si puslaidininkinių juostinių filtrų apatinis ribinis dažnis yra  $f_{c1} = 3,145$  GHz, o viršutinis ribinis dažnis yra  $f_{c2} = 3,971$  GHz. Modeliuojant tą pačią struktūrą momentų metodu (Sonnet<sup>®</sup> programinė įranga) gaunamas apatinis ribinis dažnis yra  $f_{c1} = 3,162$  GHz, o viršutinis ribinis dažnis yra  $f_{c2} = 3,909$  GHz.

Atliekant p-Ge puslaidininkinių juostinių filtrų analizę taikant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programine įranga, apatinis darbo dažnio ruožo dažnis yra gaunamas  $f_{c1} = 3,195$  GHz, o viršutinis pralaidumo juostos ribinis dažnis yra  $f_{c2} = 3,967$  GHz. Atitinkamai, viršutinis ir apatinis pralaidumo juostos ribiniai dažniai, gauti atliekant modeliavimus su Sonnet<sup>®</sup> programine įranga, yra  $f_{c1} = 3,177$  GHz ir  $f_{c2} = 3,869$  GHz (2.7 pav., b).

Apatinis ribinis dažnis  $f_{c1}$  skaičiuojant momentų ir baigtinių skirtumų laiko srityje metodais skiriasi ne daugiau kaip 18 MHz, o viršutinis ribinis dažnis  $f_{c2}$  skiriasi ne daugiau kaip 98 MHz. Vidutinis pralaidumo juostos plotis yra lygus 760 MHz, o darbo dažnių ruožo pločio skirtumas yra ne didesnis kaip 80 MHz. Skirtumai tarp Sonnet<sup>®</sup> ir CST Microwave Studio<sup>®</sup> modeliavimo rezultatų atsiranda dėl skirtingų skaitinių metodų naudojimo programinėje įrangoje.

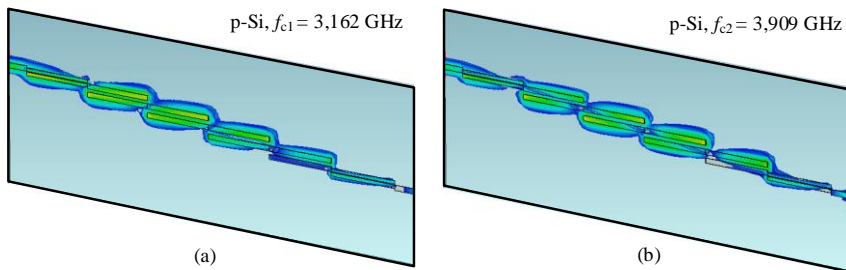
p-Si puslaidininkinių MJF elektrinio lauko pasiskirstymas pateiktas 2.10 paveiksle. Elektrinio lauko pasiskirstymas vaizduojamas dviem atvejais: kai apatinis ribinis dažnis yra  $f_{c1} = 3,162$  GHz (2.8 pav., a) ir kai viršutinis ribinis dažnis yra  $f_{c2} = 3,162$  GHz (2.8 pav., b).

p-Ge puslaidininkinių MJF elektrinio lauko pasiskirstymas pateiktas 2.9 paveiksle. Vaizduojamas pasiskirstymas individualioms MJF komponentėms, kai apatinis atkirtos dažnis yra  $f_{c1} = 3,177$  GHz (2.9 pav., a), o viršutinis ribinis dažnis yra  $f_{c2} = 3,869$  GHz (2.9 pav., b).



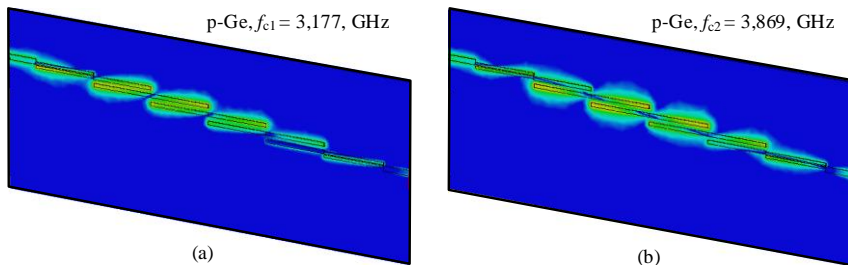
**2.7 pav.** p-Si puslaidininkinių (a) ir p-Ge puslaidininkinių (b) mikrojuostelinių juostinių filtrų  $S$  parametų dažnių charakteristikų, gautų Sonnet® ir CST Microwave Studio® programomis, palyginimas

**Fig. 2.7.** Comparison of  $S_{21}$  and  $S_{22}$  frequency response of bandpass filter on p-Si (a) and p-Ge (b) substrate received with Sonnet® and CST Microwave Studio® software



**2.8 pav.** p-Si puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro elektrinio lauko pasiskirstymas, kai ribinis dažnis yra lygus 3,162 GHz (a) ir 3,909 GHz (b)

**Fig. 2.8.** Distribution of electric field of p-Si semiconductor bandpass filter at 3.162 GHz (a) and 3.909 GHz (b) cut-off frequency



**2.9 pav.** p-Ge puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro elektrinio lauko pasiskirstymas, kai ribinis dažnis yra lygus 3,177 GHz (a) ir 3,869 GHz (b)

**Fig. 2.9.** Distribution of the electric field of p-Ge semiconductor bandpass filter at 3.177 GHz (a) and 3.869 GHz (b) cut-off frequency

## 2.2. Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterpta medžiaga tyrimas

Siekiant įgyvendinti galimybę antenų parametrus valdyti naudojant elektrinius ar magnetinius laukus, tikslinga nagrinėti antenų struktūras, kuriose naudojamos įvairios medžiagos arba metamedžiagos. Poskyryje aptariama 2,4 GHz mikrojuostelinė plokštelinė antena (PA) su žadinimo linijos plyšiu ir įterpta medžiaga. Medžiaga įterpiama į mikrojuostelinės plokštelinės antenos dielektrinį pagrindą. Tyrimo metu siekiama nustatyti tokios antenos savybes, taip pat kaip įterptos medžiagos fragmento dydis veikia antenos parametrus: centrinį dažnį, stiprinimą, kryptingumą.

### 2.2.1. Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterpta medžiaga elektrodinaminio modelio sudarymas

Siekiant nustatyti, kaip įterpta medžiaga veikia mikrojuostelinės plokštelinės antenos parametrus, PA analizei yra naudojamas klasikinis mikrojuostelinės plokštelinės antenos elektrodinaminis modelis su sužadino linijos plyšiu. Pasirinktas PA darbo dažnis yra 2,4 GHz, kadangi jis gana plačiai yra naudojamas įvairiose ryšio sistemose. Antena patobulinama į klasikinę antenos struktūrą įterpiančiam nematinių skystųjų kristalų fragmentą. Antena sudaroma naudojant Ansys HFSS™ programinę įrangą.

Tiriamoji mikrojuostelinės plokštelinės antenos struktūra su įterptos medžiagos fragmentu pateikta 2.10 paveiksle. Rezonansinis mikrojuostelinės PA dažnis yra 2,4 GHz, pagrindui yra naudojamas FR-4 dielektrikas, kurio santykinė dielektrinė skvarba  $\epsilon_r = 4,3$ . Dielektrinio pagrindo storis  $h = 1,6$  mm, o laidininko storis  $t$  yra lygus 0,035 mm. Parametrai parenkami pagal gamybą ir analizei priimamas medžiagas bei atsižvelgiant į mikrojuostelinių PA gamybos reikalavimus.

Kiti mikrojuostelinės plokštelinės antenos geometriniai matmenys apskaičiuoti naudojant antenos matematinį modelį, aprašytą (2.21)–(2.28) formulėmis. PA plotis apskaičiuojamas pagal (2.21) formulę

$$W = \frac{c_0}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}, \quad (2.21)$$

čia  $W$  – plokštelinės antenos plokštelės plotis,  $c_0$  – šviesos greitis vakuume  $3 \cdot 10^8$  m/s,  $f_0$  – rezonansinis antenos dažnis (antenos darbo dažnis),  $\epsilon_r$  – dielektrinio pagrindo dielektrinė skvarba.

Efektvyioji dielektrinė skvarba skaičiuojama pagal (2.22) formulę:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}, \quad (2.22)$$

čia  $\epsilon_{\text{reff}}$  – efektyvioji dielektrinė skvarba,  $h$  – dielektrinio pagrindo storis.

Efektyvusis plokštelinės antenos ilgis  $L_{\text{eff}}$  apskaičiuojamas taikant formulę

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}. \quad (2.23)$$

Krašto ilgis  $\Delta L$  apskaičiuojamas taikant formulę:

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0,258) \left( \frac{W}{h} - 0,8 \right)}. \quad (2.24)$$

Mikrojuostelinės plokštelinės antenos ilgis  $L$  yra apskaičiuojamas pagal formulę

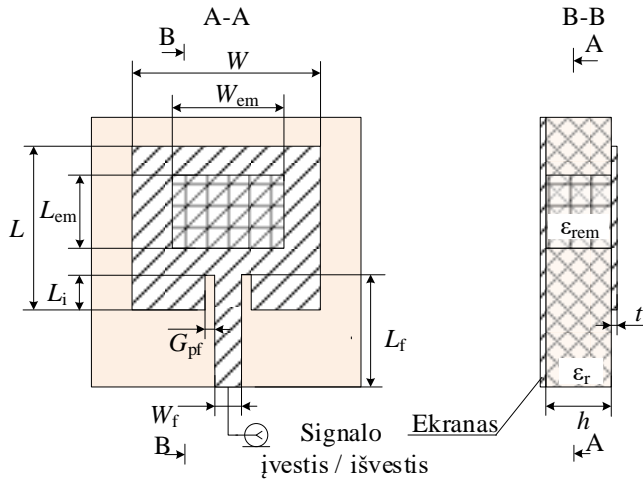
$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L. \quad (2.25)$$

Ekranuojamo paviršiaus ilgis  $L_g$  ir plotis  $W_g$  apskaičiuojami pagal išraiškas:

$$L_g = 2L, \quad W_g = 2W. \quad (2.26)$$

Modeliuojant mikrojuostelines plokštelines antenas įprasta laikyti, kad įėjimo varža  $Z_c = 50 \Omega$ . Tarpas  $G_{\text{pf}}$  tarp plokštelės laidininko ir žadinimo linijos paprastai laikomas 1 mm pločio. Žadinimo linijos plotis  $W_f$  parenkamas apytikslis, kad būtų tenkinama norima  $Z_c$  įėjimo varžos vertė:

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left( \frac{8h}{W_f} + \frac{W_f}{4h} \right), & \frac{W_f}{h} \leq 1 \\ \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \left[ \frac{W_f}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W_f}{h} + 1,444 \right) \right], & \frac{W_f}{h} \geq 1 \end{cases}. \quad (2.27)$$



**2.10 pav.** Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su žadinimo linijos plyšiu struktūra su numatyta vieta įterptos medžiagos fragmentui, kai  $W$  – plokštelinės antenos plotis,  $L$  – plokštelinės antenos ilgis,  $h$  – dielektrinio pagrindo storis,  $t$  – laidininko storis,  $W_f$  – žadinimo linijos plotis,  $L_f$  – žadinimo linijos ilgis,  $G_{pf}$  – tarpo tarp antenos plokštelės ir žadinimo linijos plotis,  $L_i$  – žadinimo linijos įleidimo į plokštelę gylis,  $L_{em}$  – įterptos medžiagos fragmento ilgis,  $W_{em}$  – įterptos medžiagos fragmento plotis,  $\epsilon_r$  – pagrindo dielektrinė skvarba,  $\epsilon_{rem}$  – įterptos medžiagos dielektrinė skvarba

**Fig. 2.10.** Structure of the microstrip patch antenna with a feeder gap and the specified position for the embedded material fragment where  $W$  – the width of the patch,  $L$  – the length of the patch,  $h$  – the thickness of the dielectric substrate,  $t$  – the thickness of the conductor,  $W_f$  – the width of feeder line,  $L_f$  – the length of feeder line,  $G_{pf}$  – the gap between the patch conductor and the feeder line,  $L_i$  – the length inset of the patch of the feeder line,  $L_{em}$  – the length of the embedded material fragment,  $W_{em}$  – the width of the embedded material fragment,  $\epsilon_r$  – permittivity of the dielectric substrate,  $\epsilon_{rem}$  – permittivity of the embedded material

Žadinimo linijos įterpimo į mikrojuostelinę plokštelinę anteną gylis yra apskaičiuojamas taikant formulę:

$$L_i = 10^{-4} \left( \begin{array}{l} 0,001699\epsilon_r^7 + 0,13761\epsilon_r^6 - 6,1783\epsilon_r^5 + \\ +93,187\epsilon_r^4 - 682,69\epsilon_r^3 + 561,9\epsilon_r^2 - \\ -4043\epsilon_r + 6697 \end{array} \right) \frac{L}{2}. \quad (2.28)$$

Remiantis (2.21)–(2.28) išraiškomis sudaryta mikrojuostelinė plokštelinė antena, kurios centrinis darbo dažnis yra 2,4 GHz, struktūriniai antenos parametrai:  $W = 38$  mm,  $L = 29$  mm; žadinimo linijos įterpimo į plokštelę gylis  $L_i = 8,85$  mm;

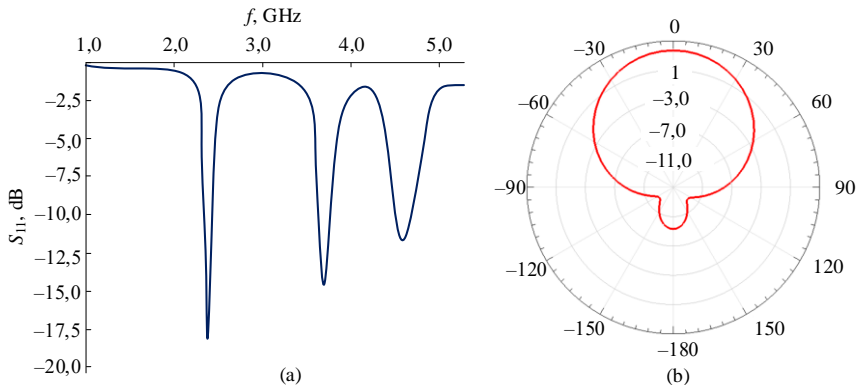
tarpas tarp plokštelės laidininko ir žadinimo linijos  $G_{pf} = 1$  mm, o žadinimo linijos plotis  $W_f = 3,137$  mm. Šie PA geometriniai parametrai gauti, kai pagrindui naudojamas FR-4 dielektrikas, kurio parametrai:  $\epsilon_r = 4,3$  ir  $h = 1,6$  mm. Mikrojuostelinei plokštelinei antenai sudaryti naudojamas laidininkas yra varis, kurio storis  $t = 0,035$  mm, o laidumas  $5,8 \cdot 10^7$  S/m.

Apskaičiuoti struktūriniai parametrai buvo naudojami antenai modeliuoti. Klasikinės mikrojuostelinės plokštelinės antenos dažninės charakteristikos (DCh) pateiktos 2.11 paveiksle, tyrimo rezultatai pateikiami dažnių ruože nuo 0 iki 5 GHz.

Iš 2.11 paveiksle pateiktų tyrimų rezultatų yra matyti, kad PA turi geras rezonansines savybes ties 2,4 GHz dažniu. Iš  $S_{11}$  atspindžio koeficiento priklausomybės nuo dažnio yra matyti, kad atspindžio koeficientas pasiekia  $-18$  dB lygį (2.11 pav., a), tai rodo neblogas klasikinės mikrojuostelinės plokštelinės antenos spinduliavimo savybes. Taip pat yra matyti, kad rezonansai PA atsikartoja ir aukštesniųjų dažnių pusėje.

Gautos mikrojuostelinės PA kryptingumo diagramos atitinka praktines ir teorines tokių antenų kryptingumo diagramas (2.11 pav., b). Iš kryptingumo diagramos yra matyti, kad antena yra kryptinė, nes nėra jokių papildomų šoninių lapelių.

Klasikinės mikrojuostelinės PA gauti analizės rezultatai yra naudojami lyginant mikrojuostelinių plokštelinių antenų analizės rezultatus, kai įterpiamas papildomas medžiagos fragmentas (2.10 pav.), tokiu būdu patobulinama klasikinė mikrojuostelinė PA.



**2.11 pav.** Klasikinės mikrojuostelinės plokštelinės antenos atspindžio koeficiento priklausomybė nuo dažnio (a) ir kryptingumo diagrama (b)

**Fig. 2.11.** Dependency of the reflection coefficient on frequency (a) and directivity diagram (b) of the classical microstrip patch antenna



Patobulintos klasikinės mikrojuostelinės PA geometriniai parametrai buvo pateikti anksčiau. Įterptos medžiagos fragmento plotis  $W_{em}$  ir ilgis  $L_{em}$  buvo keičiami tyrimo metu. Keičiant geometrinius parametrus buvo siekiama išlaikyti, kad įterptos medžiagos fragmentas nebūtų didesnis nei mikrojuostelinės plokštelinės antenos laidininkas. Įterptos medžiagos storis toks pat kaip FR-4 dielektrinio pagrindo 1,6 mm.

Tyrimė buvo modeliuojami *Merck* laboratorijos pagaminti E7 tipo nematiniai skystieji kristalai. E7 tipo nematiniai skystieji kristalai pasižymi panašiomis savybėmis kaip ir grafinas. Naudojant išorinę įtampą (įprastai 0–10 V) galima keisti šių nematinių skystųjų kristalų dielektrinę skvarbą (apie 30 % ribose).

Prijungus mažą išorinę įtampą (milivoltų eilės), E7 tipo nematinių skystųjų kristalų santykinė dielektrinė skvarba tampa  $\epsilon_{em} = 2,72$ .

### 2.2.2. Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterpta medžiaga tyrimas

Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterptu medžiagos fragmentu tyrimas atliekamas naudojant Ansys HFSS<sup>®</sup> programinį paketą.

Įterptos medžiagos fragmento plotis  $W_{em}$  keičiamas nuo 1 mm iki 38 mm ir ilgis  $L_{em}$  keičiamas nuo 1 mm iki 29 mm, parametrą keisti buvo naudojamas 1 mm žingsnis.

Analizės metu atliktos 1102 skaičiavimų iteracijos, buvo naudojamas kompiuteris su Intel Core i5-7600 mikroprocesoriumi, turintis 8 GB operatyvinės atminties. Taip pat analizės metu buvo sugeneruota 168 GB duomenų, skaičiavimai ir analizė truko kelias savaites.

Analizė buvo atliekama 0–10 GHz dažnių ruože, dažnis buvo keičiamas 0,1 GHz žingsniu. Gautos  $S_{11}$  atspindžio koeficiento priklausomybės nuo  $f$  dažnio pateikiamos siauresniame dažnių ruože (0 – 5 GHz), kadangi aukštesniųjų dažnių pusėje nematyti didesnių DCh pokyčių.

Detalesnei analizei buvo parenkami tam tikri dažniai 0–5 GHz dažnių ruože, kadangi analizės metu nustatytas gana stiprus mikrojuostelinės plokštelinės antenos spinduliavimo efektas. Atspindžio koeficiento priklausomybės nuo dažnio pateiktos 2.12 ir 2.13 paveiksluose.

Atspindžio koeficiento priklausomybės nuo dažnio pateikiamos, keičiant įterptos medžiagos fragmento plotį  $W_{em}$  (2.12 pav.). Šiuo tyrimo atveju įterptos medžiagos fragmento ilgis  $L_{em} = 3$  mm, jis yra išlaikomas toks pats viso tyrimo metu. Iš (2.12 pav.) analizės rezultatų yra matyti, kad keičiant įterptos medžiagos fragmento  $W_{em}$  plotį,  $S_{11}$  atspindžio koeficientas nežymiai pasislenka į aukštesniųjų arba žemesniųjų dažnių puses atitinkamai.

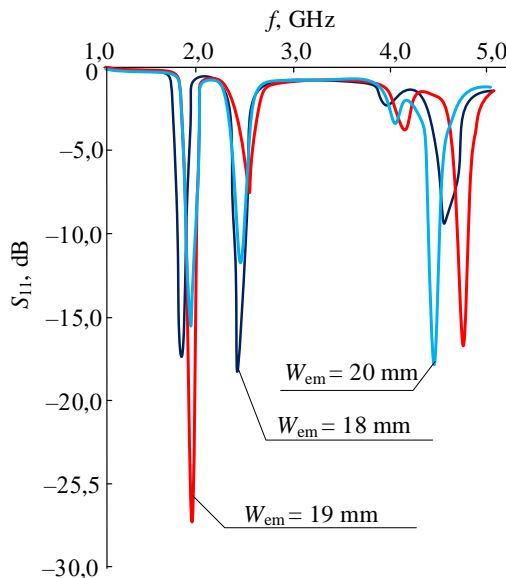
Padidinus įterptos medžiagos fragmento  $W_{em}$  plotį nuo 18 mm iki 19 mm, mikrojuostelinės plokštelinės antenos rezonansinis dažnis atitinkamai padidėja

nuo 2,4 GHz iki 2,5 GHz, t. y. pasislenka į aukštesniųjų dažnių pusę. Didinant dar labiau įterptos medžiagos fragmento plotį iki 20 mm PA rezonansinis dažnis vėl tampa 2,4 GHz.

Aukštesnės eilės rezonansinis dažnis padidėja 200 MHz ir yra lygus 4,7 GHz, kai įterptos medžiagos fragmento  $W_{em}$  plotis padidėja nuo 18 mm iki 19 mm, tačiau pasislenka vėl į žemesniųjų dažnių pusę ir tampa 4,4 GHz, kai  $W_{em} = 20$  mm.

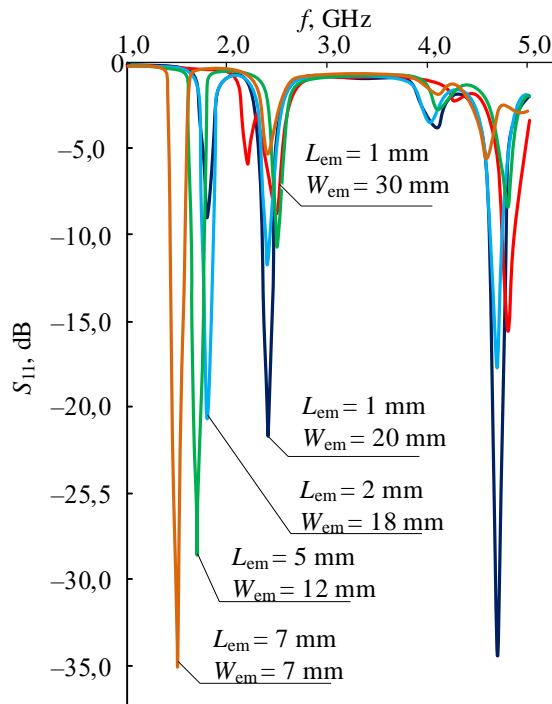
Mikrojuostelinės plokštelinės antenos rezonansinio dažnio pasikeitimai, keičiant įterptos medžiagos fragmento plotį  $W_{em}$  ir ilgį  $L_{em}$ , pateikti 2.13 paveiksle. Analizės rezultatai pateikiami kaip atspindžio koeficiento  $S_{11}$  priklausomybės nuo dažnio  $f$ . 2.13 paveiksle pateikiami tyrimų rezultatai, kai atspindžio koeficientas  $S_{11}$  yra mažesnis arba lygus  $-20$  dB tam tikruose atrinktuose dažniuose.

Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterptu medžiagos fragmentu geras rezonansas yra pasiekiamas, kai dažnis yra 2,4 GHz. Rezonansas yra pasiekiamas, kai įterptos medžiagos fragmento ilgis  $L_{em} < 2$  mm, o įterptos medžiagos fragmento plotis  $W_{em} < 20$  mm. Visais kitais atvejais atspindžio koeficientas  $S_{11}$  yra didesnis nei  $-10$  dB. Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterptu medžiagos fragmentu laidininko plokštelės ilgis  $W$  yra 38 mm.



**2.12 pav.** Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterptu medžiagos fragmentu  $S_{11}$  atspindžio koeficiento priklausomybės nuo  $f$  dažnio, kai  $W_{em} = 18, 19, 20$  mm;  $L_{em} = 3$  mm

**Fig. 2.12.** Dependency of the reflection coefficient  $S_{11}$  of patch antenna with embedded material on frequency  $f$  where  $W_{em} = 18, 19, 20$  mm;  $L_{em} = 3$  mm



**2.13 pav.** Mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterptu medžiagos fragmentu  $S_{11}$  atspindžio koeficiento priklausomybės nuo  $f$  dažnio, kai  $W_{em} = 7, 12, 18, 20, 30$  mm;  $L_{em} = 1, 2, 5, 7$  mm

**Fig. 2.13.** Dependency of the reflection coefficient  $S_{11}$  of patch antenna with embedded material on frequency  $f$ ,  $W_{em} = 7, 12, 18, 20, 30$  mm;  $L_{em} = 1, 2, 5, 7$  mm

Įterptos medžiagos fragmento panaudojimas ne tik pakeičia PA rezonansinį dažnį, tačiau taip pat pagerina  $S_{11}$  atspindžio koeficiento dažnines charakteristikas. Geriausias PA stiprinimas  $-21,76$  dB ( $f = 2,4$  GHz) lygyje gautas, kai įterptos medžiagos fragmento ilgis  $L_{em} = 1$  mm, o plotis  $W_{em} = 20$  mm. Palyginimui, klasikinės mikrojuostelinės plokštelinės antenos  $S_{11} = -18,04$  dB.  $S_{11}$  atspindžio koeficiento reikšmės pagerėja ir kituose rezonansiniuose mikrojuostelinės PA su įterptu medžiagos fragmentu dažniuose.

Nustatyta, kad įterptos medžiagos fragmentas pagerina PA rezonansines savybes ir 4,7 GHz dažnyje, kai  $L_{em} = 1$  mm ir  $W_{em} = 20$  mm. Šiuo atveju  $S_{11}$  atspindžio koeficientas yra lygus  $-34,89$  dB. Taip pat galima matyti, kad, padidėjus įterptos medžiagos fragmento ilgiui  $L_{em}$ , tarp 1,5 GHz ir 2,1 GHz atsiranda papildomi rezonansiniai dažniai. Kai įterptos medžiagos fragmento parametrai

$L_{em} = 7$  mm ir  $W_{em} = 7$  mm, ties 1,5 GHz dažniu atsiranda rezonansas, tada  $S_{11}$  atspindžio koeficientas pasiekia  $-35$  dB vertę.

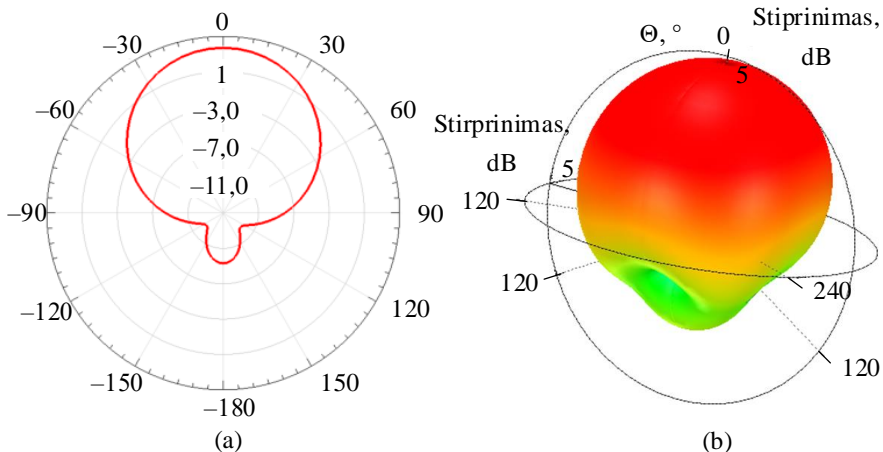
Iš  $S_{11}$  atspindžio koeficiento dažninių charakteristikų (2.13 pav.) yra matyti, kad, įterptos medžiagos fragmento  $L_{em}$  ilgiui padidėjus daugiau nei 7 mm, mikrojuostelinės plokštelinės antenos spinduliavimo savybės supaprastėja. Tokį efektą lemia elektrinio lauko persiskirstymas, nes 7 mm yra  $\sim 1/4$  PA ilgio  $L$ . Todėl įterptos medžiagos fragmentą labiau veikia antenos žadinimas ir žadinimo linijos tarpas.

Be  $S_{11}$  atspindžio koeficiento priklausomybių nuo  $f$  dažnio, buvo analizuojamos mikrojuostelinės plokštelinės antenos su įterptu medžiagos fragmentu kryptingumo diagramos, spinduliavimo diagramos.

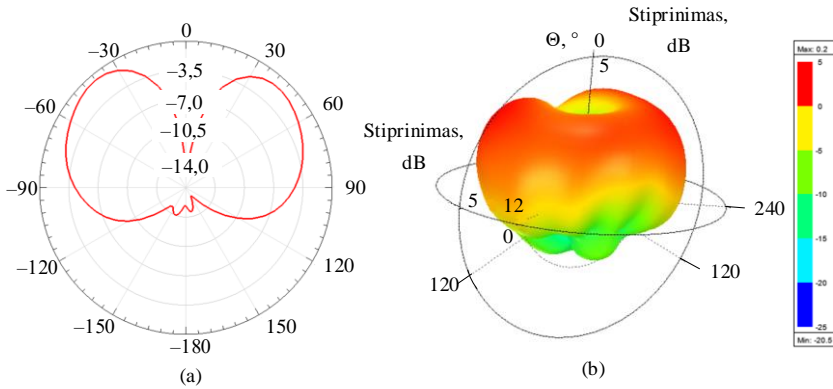
Analizei pasirinktas atvejis, kai kryptingumo diagrama yra beveik simetriška. Kiti atvejai gauti keičiant įterptos medžiagos fragmento  $L_{em}$  ir  $W_{em}$  parametrus arba atkartojama pasirinktas analizei charakteristikas. Analizuojama PA yra kryptinė ties 2,4 GHz dažniu, kai įterptos medžiagos fragmento parametrai  $L_{em} = 1$  mm ir  $W_{em} = 20$  mm (2.14 pav., a).

Iš (2.14 pav., a) kryptingumo diagramos yra matyti, kad beveik visa energija yra sutelkta pagrindiniame lapelyje. Šiuo atveju stiprinimas siekia  $-21,76$  dB. Iš kryptingumo diagramos galima matyti, kad galinis lapelis yra labai mažas ir nėra šoninių lapelių, pagrindinio lapelio kryptingumas yra  $\sim 90^\circ$ .

Spinduliavimo diagrama rodo, kad pagrindinis lapelis yra orientuotas mikrojuostelinės PA viršaus kryptimi (2.14 pav., b).

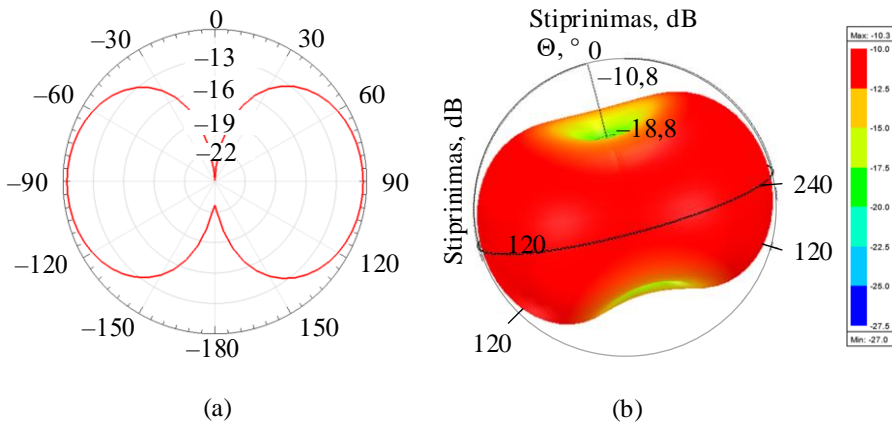


**2.14 pav.** Mikrojuostelinės plokštelinės antenos kryptingumo (a) ir spinduliavimo (b) diagramos, kai  $W_{em} = 20$  mm ir  $L_{em} = 1$  mm,  $f = 2,4$  GHz  
**Fig. 2.14.** Directional diagram (gain plot) (a) and radiation pattern (b) of the microstrip patch antenna when  $W_{em} = 20$  mm and  $L_{em} = 1$  mm,  $f = 2.4$  GHz



**2.15 pav.** Mikrojuostelinės plokštelinės antenos kryptingumo (a) ir spinduliavimo (b) diagramos, kai  $W_{em} = 20$  mm ir  $L_{em} = 1$  mm,  $f = 4,7$  GHz

**Fig. 2.15.** Directional diagram (gain plot) (a) and radiation pattern (b) of the microstrip patch antenna when  $W_{em} = 20$  mm and  $L_{em} = 1$  mm,  $f = 4.7$  GHz



**2.16 pav.** Mikrojuostelinės plokštelinės antenos kryptingumo (a) ir spinduliavimo (b) diagramos, kai  $W_{em} = 7$  mm ir  $L_{em} = 7$  mm,  $f = 1,5$  GHz

**Fig. 2.16.** Directional diagram (gain plot) (a) and radiation pattern (b) of the microstrip patch antenna, when  $W_{em} = 7$  mm and  $L_{em} = 7$  mm,  $f = 1.5$  GHz

Mikrojuostelinė PA buvo projektuojama 2,4 GHz dažniui, tačiau ties 4,7 GHz dažniu galima matyti labai didelį stiprinimą ( $S_{11} = -34,98$  dB), kai įterptos medžiagos fragmento parametrai  $L_{em} = 1$  mm ir  $W_{em} = 20$  mm. Šiuo atveju

kryptingumo diagramoje yra matyti, kad antena yra dvikryptė. Abiejuose lapeliuose sutelktas panašus kiekis energijos, tačiau lapeliai nėra simetriški (2.15 pav., a). Spinduliavimo diagrama rodo (2.15 pav., b), kad kryptingumas yra išsidėstęs labiau į šonus nei į mikrojuostelinės PA viršų. Tokiu atveju mikrojuostelinė plokštelinė antena gali būti naudojama erdvėje, esant atitinkamai antenos orientacijai erdvėje.

Tyrimo metu nustatyta, kad papildomas rezonansas atsiranda žemesniųjų dažnių pusėje, kai didinamas įterptos medžiagos fragmento ilgis  $L_{em}$ . Kai  $L_{em} = 7$  mm ir  $W_{em} = 7$  mm, pasiekiamas  $S_{11} = -35,08$  dB atspindžio koeficientas ties 1,5 GHz dažniu. Šiuo atveju kryptingumo diagramoje yra matyti du šoniniai lapeliai, kurie yra simetriški (2.16 pav., a). Spinduliavimo diagramoje matyti, kad spinduliavimas vyksta į šonus (2.16 pav., b).

### 2.3. Antrojo skyriaus išvados

1. Didesnis elektromagnetinių bangų silpimas gaunamas p-Si puslaidininkiniuose mikrojuosteliniuose juostiniuose filtruose, kai krūvininkų tankis  $N = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ .
2. Plačiausias pralaidumo juostos plotis pasiekiamas p-Si puslaidininkiniuose mikrojuosteliniuose juostiniuose filtruose, darbo dažnių ruožas siekia  $\Delta f \approx 1$  GHz, kai krūvininkų tankis kinta  $5 \cdot 10^{15} - 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  intervale. p-Ge puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų darbo dažnių ruožas yra siauresnis 55 MHz, kai  $\sigma = 0$ , lyginant su p-Si puslaidininkiniais mikrojuosteliniais juostiniais filtrais, nes skiriasi puslaidininkinių medžiagų krūvininkų judriai ir efektingai masės.
3. Modeliuojant mikrojuostelinius juostinius filtrus baigtinių skirtumų laiko srities ir momentų metodais, apatinio ribinio dažnio  $f_{c1}$  skirtumas neviršija 50 MHz, o viršutinio ribinio dažnio  $f_{c2}$  skirtumas neviršija 40 MHz, darbo dažnių ruožo pločių skirtumas neviršija 80 MHz. Vidutinis darbo dažnių ruožo plotis gautas 760 MHz.
4. Įterpus E7 tipo nematinių skystųjų kristalų fragmentą į WiFi / WiMax mikrojuostelinę plokštelinę anteną, antenos  $S_{11}$  atspindžio koeficientas pakinta nuo  $-18,04$  dB iki  $-21,76$  dB, kai antenos darbo dažnis  $f = 2,4$  GHz, E7 tipo nematinių skystųjų kristalų fragmentas pagerina antenos  $S_{11}$  atspindžio koeficientą 1,2 kartų.

---

## Daugiasluoksnių cilindrinų bangolaidžių sudarymas ir tyrimas

Galimybė keisti mikrobangų įtaisų parametrus ir dinamiškai juos valdyti laike yra viena iš pagrindinių šiuolaikinių mikrobangų įtaisų savybių. Bangolaidžiai yra gana plačiai taikomi mikrobangų įtaisų srityje. Skyriuje tiriama puslaidininkiniai daugiasluoksniai bangolaidžiai su grafeno ir kitais dielektriniais sluoksniais. Tyrimas atliekamas modeliuojant bangolaidžius CST Microwave Studio® programine įranga ir apskaičiuojant bangolaidžių bangų fazės bei silpimo koeficientus.

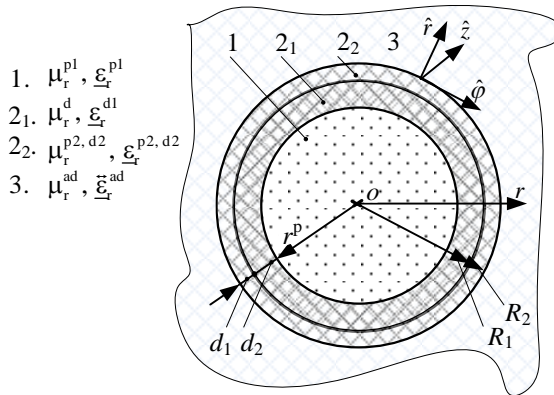
Skyriaus tema paskelbti du autorės straipsniai (Rusen et al., 2021; Rusen & Plonis, 2021), skyriaus medžiaga pristatyta trijose mokslinėse konferencijose.

### 3.1. Daugiasluoksnio cilindrinio bangolaidžio elektrodinaminis modelis

Cilindriniai bangolaidžiai yra gana plačiai taikomi mikrobangų įtaisuose, kadangi jie pasižymi geromis elektrodinaminėmis savybėmis ir gali dirbti plačiame dažnių ruože. Todėl cilindriniai bangolaidžiai yra plačiai nagrinėjami literatūroje (Heydari et al., 2020; Yeh et al., 2008). Paprasčiausių bangolaidžių struktūrą paprastai

sudaro šerdis ir išorinis sluoksnis (apvalkalas). Sudėtingesnių struktūrų daugiasluoksnius bangolaidžius sudaro šerdis ir daugiau nei vienas išorinis sluoksnis. Tokių struktūrų bangolaidžiai taip pat analizuojami literatūroje (Mališauskas et al., 2010; Shein et al., 2019).

Atvirojo cilindrinio daugiasluoksnių puslaidininkinio bangolaidžio (DPB) struktūra pateikta 3.1 paveiksle. Daugiasluoksnių cilindrinį bangolaidį (DCB) sudaro šerdis (puslaidininkinė medžiaga, kurios  $\mu_r^{p1}$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{p1}$ ) ir du išoriniai sluoksniai. Pirmajam išoriniam sluoksniui sudaryti naudojama dielektrinė medžiaga, kurios  $\mu_r^d$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{d1}$ , antrajam išoriniam sluoksniui sudaryti naudojama puslaidininkinė medžiaga arba grafenas, šio sluoksnio santykinė magnetinė ir kompleksinė dielektrinė skvarbos  $\mu_r^{p2, d2}$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{p2, d2}$ .



**3.1 pav.** Atvirojo cilindrinio daugiasluoksnių puslaidininkinio bangolaidžio elektrodinaminis modelis; čia  $\mu_r^{p1}$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{p1}$  – puslaidininkinės šerdies santykinė magnetinė ir kompleksinė dielektrinė svarbos;  $\mu_r^d$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{d1}$  – pirmojo dielektrinio sluoksnio santykinė magnetinė ir kompleksinė dielektrinė skvarbos,  $\mu_r^{p2, d2}$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{p2, d2}$  – antrojo dielektrinio arba puslaidininkinio sluoksnio magnetinė ir kompleksinė dielektrinė skvarbos;  $\mu_r^{ad}$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{ad}$  –

anizotropinės medžiagos magnetinė skvarba ir kompleksinės dielektrinės skvarbos tenzorius;  $R_1$  ir  $R_2$  – išorinių sluoksnių spinduliai,  $d_1$  ir  $d_2$  – išorinių dielektrinių sluoksnių storiai,  $r^p$  – puslaidininkinės šerdies spindulys

**Fig. 3.1.** Electrodynamic model of open cylindrical multilayer waveguide where  $\mu_r^{p1}$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{p1}$  are permeability and complex permittivity of semiconductor core;  $\mu_r^d$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{d1}$  are permeability and complex permittivity of the first dielectric layer,  $\mu_r^{p2, d2}$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{p2, d2}$  are permeability and complex permittivity of second dielectric or semiconductor layer;  $\mu_r^{ad}$ ,  $\underline{\epsilon}_r^{ad}$  are permeability and complex dielectric permittivity tensor of anisotropic material;  $R_1$  and  $R_2$  are the radii of external layers,  $d_1$  and  $d_2$  are the width of external layers, and  $r^p$  is the radius of the semiconductor core



Daugiasluoksnio bangolaidžio su dviem išoriniais sluoksniais elektrodinaminis modelis yra universalus tuo, kad sluoksnuose galima naudoti įvairias medžiagas, turinčias skirtingas ir kintamas dielektrines skvarbas: puslaidininkius, dielektrines medžiagas, grafeną. Naudojant šį modelį galima tirti, kaip kinta bangolaidžio bangų fazės ir silpimo charakteristikos bei atkirtos dažnis keičiantis sluoksnių dielektrinei skvarbai ir storii.

Remiantis elektrodinaminio DCB modeliu atliekamas įvairių bangolaidžio struktūrų modeliavimas CST Microwave Studio<sup>®</sup> programine įranga. Tyrimams naudojamas DPB su dielektriniais sluoksniais ir DPB su grafeno sluoksniais. Tyrimams atlikti modeliuojamos šios bangolaidžių struktūros: InSb daugiasluoksnis puslaidininkinis bangolaidis, plačiau aptariamas 3.2 poskyryje, SiGe daugiasluoksnis puslaidininkinis bangolaidis, plačiau aptariamas 3.3 poskyryje, ir Si daugiasluoksnis puslaidininkinis bangolaidis su grafeno sluoksniais, plačiau aptariamas 3.4 poskyryje.

## 3.2. Indžio stibido daugiasluoksnio puslaidininkinio bangolaidžio fazės ir silpimo charakteristikų tyrimas

Šiame poskyryje analizuojamos InSb daugiasluoksniame puslaidininkiniame bangolaidyje sklindančių elektromagnetinių (EM) bangų fazės ir silpimo dažninės charakteristikos.

### 3.2.1. Indžio stibido daugiasluoksniai puslaidininkiniai bangolaidžiai

Tyrimui naudojamas InSb daugiasluoksnis puslaidininkinis bangolaidis, modeliuojamas CST Microwave Studio<sup>®</sup> programine įranga. Tiriamąjį bangolaidį sudaro puslaidininkinė šerdis iš n-InSb puslaidininkio, dielektrinis sluoksnis (sluoksniui naudojamas pirekso stiklas) ir išorinis puslaidininkio sluoksnis (n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub>). Bangolaidį bendriausiu atveju gali supti anizotropinė medžiaga, kurios  $\mu_r^{\text{ad}}$ ,  $\epsilon_r^{\text{ad}}$ , tačiau šio tyrimo metu laikyta, kad tai oras, kurio parametrai  $\mu_r^{\text{ad}} = \epsilon_r^{\text{ad}} = 1$ .

Analizuojant InSb puslaidininkinio daugiasluoksnio bangolaidžio bangų fazės ir silpimo dažnines charakteristikas buvo taikomas baigtinių skirtumų laiko srities metodas. Mažiausiųjų kvadratų metodas buvo taikomas bangolaidžių elektrodinaminių parametrų (centrinio darbo dažnio –  $f_c$ , darbo dažnių ruožo –  $\Delta f$ , pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnio –  $f_0$ , pirmojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnio –  $f_1$ , plačiajuostiškumo –  $BBW$ ) skaičiavimams ir analizei.

Daugiasluoksnių InSb puslaidininkinių bangolaidžių darbo dažnių ruožas  $\Delta f$  apskaičiuojamas kaip pirmojo aukštesniojo bangos tipo ir pagrindinės bangos atkirtos dažnių skirtumas:  $\Delta f = f_{1,n} - f_{0,n}$ , čia  $f_{0,n}$  – pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis esant skirtingiems išorinio dielektriko sluoksnio storiams  $d_2$ . Modeliuojant InSb puslaidininkinį bangolaidį buvo naudojami skirtingi dielektriko sluoksnio storiai  $d_2 = 10, 40, 70, 100 \mu\text{m}$ . Apatinis indeksas  $n = 1, 2, 3, 4$  nurodo tuos sluoksnius, skaičiuojant darbo dažnių ruožus. Taip pat analizėje naudojamas pirmojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnis –  $f_{1,n}$ , antrojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnis –  $f_{2,n}$ .

InSb puslaidininkinio bangolaidžio diferencinis bangos fazės koeficiento pokytis –  $\Delta\beta$  yra skaičiuojamas kaip fazės koeficientų skirtumas, esant skirtingiems išorinio dielektriko sluoksnio storiams  $d_2$ . Tokiu pačiu principu skaičiuojamas ir diferencinis silpimo koeficiento pokytis  $\Delta\alpha$ . Plačiauostiškumas randamas pagal išraišką:  $BBW = ((f_{1,n} - f_{0,n}) / ((f_{1,n} - f_{0,n}) / 2)) \cdot 100 \%$ .

Tiriant InSb puslaidininkinius daugiasluoksnius bangolaidžius buvo naudojami pagrindiniai puslaidininkinių parametrai, kurie nurodyti 3.1 lentelėje. Bangolaidžio šerdis yra sudaryta iš  $n$  tipo donorinėmis priemaišomis legiruoto InSb. Pirmajam išoriniam apvalkalo sluoksniui naudojamas pirkso stiklas, antrajam apvalkalo sluoksniui naudojamas  $n\text{-InAs}_{1-x}\text{Sb}_x$  puslaidininkis.

Pirmiausia yra skaičiuojamas puslaidininkinės medžiagos laidumas, kuris priklauso nuo elektronų judrio  $\mu$  ir temperatūros  $T$ . Nuo laidumo tiesiogiai priklauso puslaidininkio kompleksinė dielektrinė skvarba  $\epsilon_r^p$ . Antrojo išorinio dielektriko sluoksnio storis  $d_2$  yra keičiamas nuo  $10 \mu\text{m}$  iki  $100 \mu\text{m}$ .

Keičiantis sluoksnio storiui  $d_2$  taip pat kinta santykinė kompleksinė dielektrinė skvarba, todėl keičiasi medžiagos savybės ir bangolaidžio elektrodinaminiai parametrai. Bangų silpimo ir fazės koeficientai skaičiuojami esant šiems išorinio puslaidininkinio sluoksnio storiams:  $10, 40, 70$  ir  $100 \mu\text{m}$ . Atliekama pagrindinio tipo bangos ir aukštesniųjų tipų bangų, sklindančių DPB, analizė, skaičiuojamos ir analizuojamos fazės ir silpimo koeficientų dažninės charakteristikos.

**3.1 lentelė.** Pagrindiniai InSb puslaidininkinių parametrai\*  
**Table 3.1.** Main characteristics of InSb semiconductors

Parametras	Vertė n-InSb
$\mu$ , $\text{m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$	7
$m^*$	0,013
$\epsilon_r^p$	17,7

\*Čia  $\mu$  – elektronų judris,  $\epsilon_r^p$  – puslaidininkio dielektrinė skvarba ir  $m^*$  – efektyvioji elektrono masė.

### 3.2.2. Indžio stibido daugiasluoksnių puslaidininkinio bangolaidžio dažninių charakteristikų tyrimas

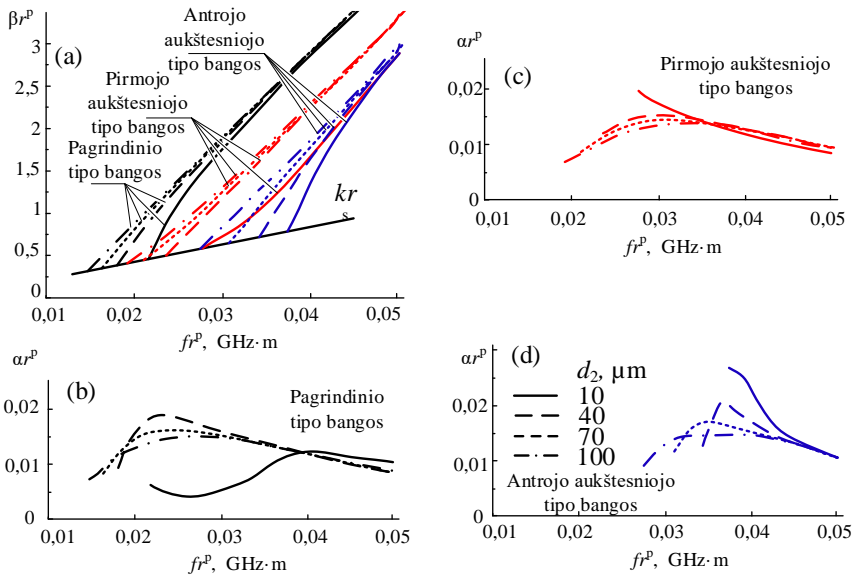
InSb puslaidininkinių daugiasluoksnių bangolaidžių bangų fazės ir silpimo koeficientų dažninės charakteristikos analizuojamos trimis skirtingais atvejais, kuriais keičiamas puslaidininkinio sluoksnio storis  $d_2$  ir krūvininkų tankis  $N = 1 \cdot 10^{14}$ ,  $5 \cdot 10^{13}$ ,  $1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ . Tyrime pateikiamos bangų fazės ir silpimo charakteristikos (3.2–3.4 pav.) yra normuotos, padauginus koeficientų  $\alpha$  ir  $\beta$  vertes ir dažnį  $f$  iš bangolaidžio puslaidininkinės šerdies spindulio  $r^p$ .

Bangų fazės ir silpimo koeficientų dažninės charakteristikos, gautos InSb daugiasluoksniui bangolaidžiui, kai krūvininkų tankis  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ , pateiktos 3.2 paveiksle. Keičiant antrojo išorinio sluoksnio (puslaidininkinio) storį nuo  $10 \text{ }\mu\text{m}$  iki  $100 \text{ }\mu\text{m}$  yra analizuojamos bangų fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$ . Iš 3.2 pav., a, pateiktų fazės koeficientų dažninių charakteristikų yra matyti, kad pagrindinės bei pirmojo ir antrojo aukštesniųjų tipų bangų atkirtos dažniai didėjant išorinio puslaidininkinio sluoksnio storiui  $d_2$  slenka į žemesniųjų dažnių pusę didėjant išorinio sluoksnio storiui  $d_2$ .

Pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis  $f_{0,1} = 218,6 \text{ GHz}$ , kai išorinis puslaidininkinio apvalkalo sluoksnio storis  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ . Sluoksnio storį padidinus iki  $d_2 = 100 \text{ }\mu\text{m}$ , atkirtos dažnis sumažėja iki  $f_{0,1} = 147,2 \text{ GHz}$ . Atitinkamai darbo dažnių ruožas  $\Delta f$  sumažėja nuo  $61,3 \text{ GHz}$  ( $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ ) iki  $44,5 \text{ GHz}$  ( $d_2 = 100 \text{ }\mu\text{m}$ ). Tokį darbo dažnių ruožo siaurėjimą gali lemti tai, kad, didėjant  $n\text{-InAs}_{1-x}\text{Sb}_x$  puslaidininkinio sluoksnio storiui, elektromagnetinio lauko koncentracija persiskirsto iš  $n\text{-InSb}$  šerdies į išorinį sluoksnį.

Mažiausias  $n\text{-InSb}$  puslaidininkinio daugiasluoksnių bangolaidžio darbo dažnių ruožas  $\Delta f = 44,5 \text{ GHz}$  pasiekiamas, kai antrojo išorinio puslaidininkinio sluoksnio krūvininkų tankis  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ m}^{-3}$  ir sluoksnio storis  $d_2 = 100 \text{ }\mu\text{m}$ . Siauriausias darbo dažnių ruožas gautas, kai antrojo išorinio sluoksnio storis  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ . Šiuo atveju gautas plačiąjuostiškumas siekia  $BBW = 24,79 \%$ , o  $26,72 \%$  plačiąjuostiškumas gautas esant  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ .

Pagrindinio bei pirmojo ir antrojo aukštesniųjų tipų bangų silpimo koeficientų dažninės charakteristikos, esant skirtingiems antrojo išorinio sluoksnio storiams  $d_2$ , pateiktos 3.2 pav., b–d. Nagrinėjant silpimo koeficientų dažnines charakteristikas galima matyti, kad kai išorinio puslaidininkinio sluoksnio storis  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ , pagrindinio tipo bangos silpimas eksponentiškai didėja iki dažnio  $f_{2,1} = 374,88 \text{ GHz}$ , kuris atitinka antrojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnį. Pasiekus šį dažnį, pagrindinio tipo bangos silpimas pradeda lėtai ir beveik tiesiškai mažėti. Tokį silpimo koeficiento pobūdį nulemia tai, kad aukštesniuose dažniuose elektromagnetinis laukas yra labiau sukoncentruotas antrajame išoriniame sluoksnyje nei puslaidininkinėje šerdyje.

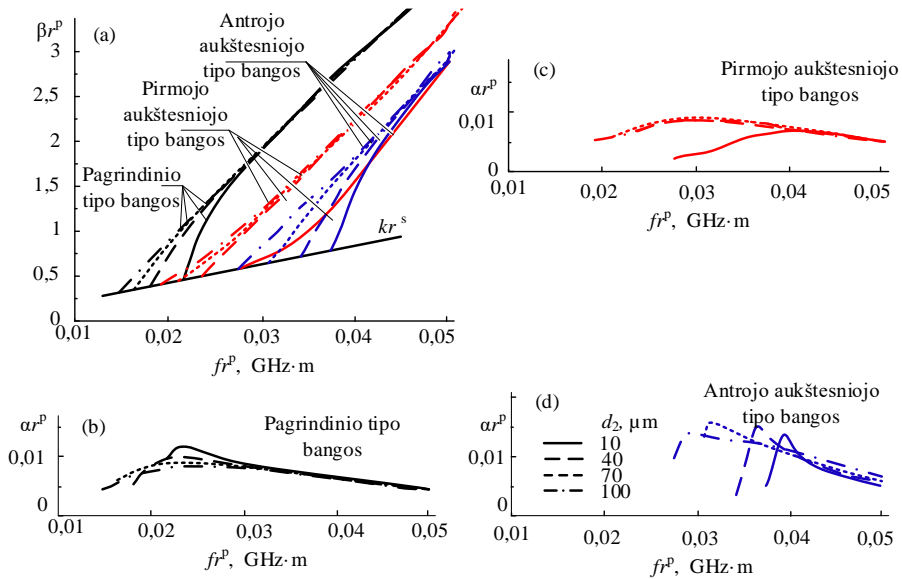


**3.2 pav.** InSb puslaidininkinio daugiasluoksnių bangolaidžio fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$  (šerdis – n-InSb, pirmasis išorinis sluoksnis – pirkso stiklas, antrasis išorinis sluoksnis – n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> puslaidininkis, jo  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ). Fazės koeficiento dažninė charakteristika (a); silpimo koeficientų dažninės charakteristikos: pagrindinio tipo banga (b); pirmojo aukštesniojo tipo banga (c); antrojo aukštesniojo tipo banga (d)

**Fig. 3.2.** Dependency of phase  $\beta$  and attenuation  $\alpha$  coefficients of InSb semiconductor multilayer waveguide on frequency  $f$ , (core – n-InSb, first external layer – Pyrex glass, second external layer – n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub>, with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ). Phase characteristics (a); attenuation characteristics of main mode (b); attenuation characteristics of first higher mode (c); attenuation characteristics of second higher mode (d)

Pirmajai aukštesniojo tipo bangai (3.2 pav., c) silpimas didėja iki  $f = 257,5 \text{ GHz}$  (puslaidininkinio sluoksnio storiui esant  $d_2 = 40, 70, 70 \mu\text{m}$ ). Pasiekus didžiausiąją vertę silpimas ima mažėti ir mažėja iki  $f = 500 \text{ GHz}$ . Didžiausias silpimas gaunamas, kai elektromagnetinių (EM) bangų dažnis  $f = 233,3 \text{ GHz}$ .

InSb puslaidininkinio daugiasluoksnių bangolaidžio fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$ , kai krūvininkų tankis  $N = 5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ , pateiktos 3.3 paveiksle. Analizės metu nustatyta, kad visoms tirtoms bangoms (pagrindinio bei pirmojo ir antrojo aukštesniojo tipų bangoms) atkirtos dažniai ir darbo dažnių ruožai yra tokie patys kaip apskaičiuoti prieš tai aptartam atvejui, kai krūvininkų tankis  $N = 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ .



**3.3 pav.** InSb puslaidininkinio daugiassluoksnių bangolaidžio fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$  (šerdis – n-InSb, pirmasis išorinis sluoksnis – pirekso stiklas, antrasis išorinis sluoksnis – n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> puslaidininkis, jo  $N = 5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ ). Fazės koeficiento dažninė charakteristika (a); silpimo koeficientų dažninės charakteristikos: pagrindinio tipo banga (b); pirmojo aukštesniojo tipo banga (c); antrojo aukštesniojo tipo banga (d)

**Fig. 3.3.** Dependency of phase  $\beta$  and attenuation  $\alpha$  coefficients of InSb semiconductor multilayer waveguide on frequency  $f$ , (core – n-InSb, first external layer – Pyrex glass, second external layer – n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub>, with  $N = 5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ ). Phase characteristics (a); attenuation characteristics of main mode (b); attenuation characteristics of first higher mode (c); attenuation characteristics of second higher mode (d)

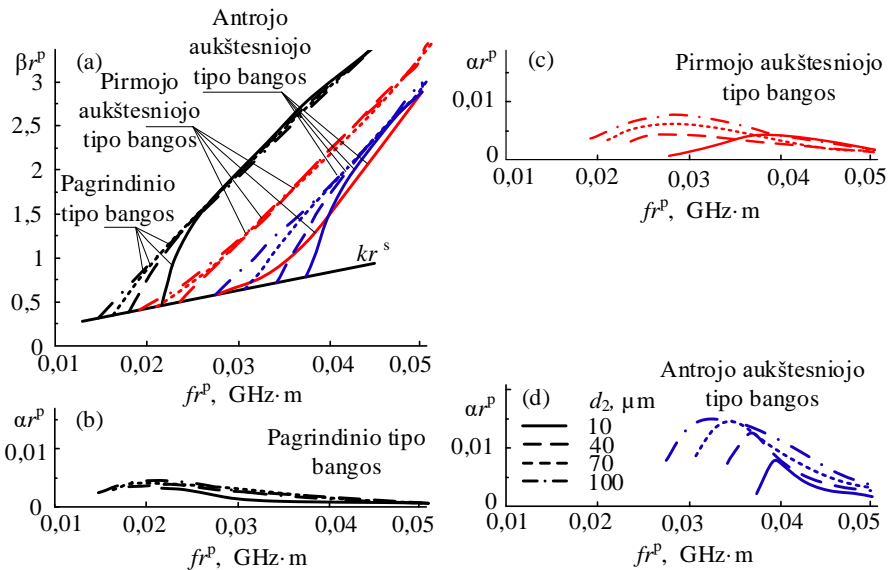
Tokie rezultatai gaunami, nes skirtumai tarp n-InSb puslaidininkinių kompleksinių dielektrinių skvarbų esant nagrinėjamiems krūvininkų tankiams  $N$  yra minimalūs.  $\text{Re}(\epsilon_r^p)$  yra atitinkamai lygios 17,68 ( $N = 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ ), 17,61 ( $N = 5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ ) ir 17,51 ( $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ), kai  $f = 300 \text{ GHz}$ .

Pagrindinio tipo bangos silpimas didėja iki didžiausiosios vertės, kuri pasiekama ties atkirtos dažniu ir paskui pradeda mažėti, kai krūvininkų tankis  $N = 5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ . Tokia pati situacija yra ir esant skirtingiems antrojo išorinio sluoksnio storiams  $d_2$  (3.3 pav., b).

Didžiausias elektromagnetinių bangų silpimas pasiekiamas ties 200,7 GHz dažniu, kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ , kadangi elektromagnetinė banga yra labiau koncentruota n-InSb šerdies viduje. Iš pagrindinio tipo bangos silpimo dažninių charakteristikų

yra matyti, kad kai antrojo išorinio sluoksnio storis didėja, bangos silpimo maksimumas slenka į žemesniųjų dažnių pusę. Analogiškai į žemesniųjų dažnių pusę slenka ir puslaidininkinio daugiasluoksnio bangolaidžio pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis  $f_{0,n}$ .

Mažiausias elektromagnetinių bangų silpimas pasiekiamas pirmojo aukštesniojo tipo bangos atveju (3.3 pav., c). Šio tipo EM bangos silpimas yra mažesnis nei  $100 \text{ m}^{-1}$  ties maksimumais esant skirtingiems išorinio sluoksnio storiams. Didžiausias elektromagnetinių bangų silpimas šiuo atveju yra pasiekiamas antrojo aukštesniojo tipo bangos atveju (3.3 pav., d).



**3.4 pav.** InSb puslaidininkinio daugiasluoksnio bangolaidžio fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$  (šerdis – n-InSb, pirmasis išorinis sluoksnis – pirekso stiklas, antrasis išorinis sluoksnis – n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> puslaidininkis, jo  $N = 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ ). Fazės koeficiento dažninė charakteristika (a); silpimo koeficientų dažninės charakteristikos: pagrindinio tipo banga (b); pirmojo aukštesniojo tipo banga (c); antrojo aukštesniojo tipo banga (d)

**Fig. 3.4.** Dependency of phase  $\beta$  and attenuation  $\alpha$  coefficients of InSb semiconductor multilayer waveguide on frequency  $f$  (core – n-InSb, first external layer – Pyrex glass, second external layer – n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub>, with  $N = 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ ). Phase characteristics (a); attenuation characteristics of main mode (b); attenuation characteristics of first higher mode (c); attenuation characteristics of second higher mode (d)

Silpimo koeficiento dažninėje charakteristikoje matyti gana aštrūs maksimumai, kurie keičiantis išorinio sluoksnio storiui kartu su atkirtos dažniu  $f_{0, n}$  juda į žemesniųjų dažnių pusę. Skirtumai tarp atkirtos dažnių ir dažnių, kuriuose pasiekiamas silpimo maksimumas  $f_{\max}$ , yra nevienodi. Mažiausias skirtumas tarp šių dažnių gaunamas, kai išorinio sluoksnio storis  $d_2 = 70 \mu\text{m}$ . Pasiekęs didžiausiąją vertę bangų silpimas pradeda mažėti. Toks kitimo pobūdis atitinka elektromagnetinių bangų prigimtį.

$n$ -InSb puslaidininkinio daugiasluoksnio bangolaidžio bangų fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$ , kai krūvininkų tankis  $N = 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ , pateiktos 3.4 paveiksle. Kai krūvininkų tankis  $N = 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ , pagrindinio bei pirmojo ir antrojo aukštesniųjų tipų bangų pasiekiamas mažiausias silpimo koeficientas iš visų trijų tyrimų atvejų esant skirtingiems krūvininkų tankiams  $N$ .

Pagrindinio tipo bangai didžiausias silpimas pasiekiamas ties  $f_{\max} = 200 \text{ GHz}$  (3.4 pav., b). Didžiausioji vertė ties šiuo dažniu pasiekama esant visiems keturiems skirtingiems išorinių sluoksnų storiams  $d_2$ . Pirmojo aukštesniojo tipo bangos maksimumai pasiekiami skirtingose darbo dažnių ruožo  $\Delta f$  vietose.

Išorinio sluoksnio storiui esant  $d_2 = 40, 70, 70 \mu\text{m}$  maksimalus silpimas fiksuojamas toje pačioje žemesniųjų dažnių pusėje, o kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ , silpimo koeficientas yra stipriai pasislinkęs į aukštesniųjų dažnių pusę. Šiuo atveju ties  $f_{\max}$  dažniu silpimo koeficientas  $\alpha$  yra mažiausias (3.4 pav., c). O didžiausias elektromagnetinių bangų silpimas pasiekiamas antrojo aukštesniojo tipo bangos atveju (3.4 pav., d). Silpimo koeficientas  $\alpha = 113 \text{ m}^{-1}$  pasiekiamas, kai išorinio sluoksnio storis yra  $d_2 = 70 \mu\text{m}$ .

### 3.3. Daugiasluoksnių puslaidininkinių bangolaidžių tyrimas sub-THz dažnių ruože

Poskyryje pateikiamas atvirojo tipo cilindrinio daugiasluoksnio puslaidininkinio bangolaidžio sub-THz dažnių ruože tyrimas. Tyrimo tikslas yra įvertinti, kokią įtaką didelės  $k$  dielektrinės skvarbos dielektrinis sluoksnis daro bangolaidžio bangų fazės ir silpimo charakteristikoms. Šis sluoksnis yra įterpiamas tarp bangolaidžio puslaidininkinės šerdies ir išorinio sluoksnio.

Tyrimo naudojamas atvirojo tipo cilindrinio SiGe puslaidininkinio daugiasluoksnio bangolaidžio elektrodinaminis modelis. Plačiau tokio bangolaidžio modelis aptariamas 3.1 poskyryje (3.1 paveikslas). Bangolaidis modeliuojamas naudojant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinę įrangą. Daugiasluoksnį puslaidininkinį bangolaidį sudaro: šerdis ( $\mu_r^{p1}, \epsilon_r^{p1}$ ), pirmasis išorinis dielektrinis

sluoksnis ( $\mu_r^d$ ,  $\varepsilon_r^{d1}$ ) ir antrasis išorinis puslaidininkinis sluoksnis ( $\mu_r^{p2, d2}$ ,  $\varepsilon_r^{p2, d2}$ ), bangolaidį supa oras, kurio  $\mu_r^{ad} = \varepsilon_r^{ad} = 1$ .

Bangolaidžio šerdyje naudojamas SiGe puslaidininkis, kurio krūvininkų tankis  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ m}^{-3}$ . Šerdies spindulys  $r^p = 100 \text{ } \mu\text{m}$ . Išoriniam dielektriko sluoksniui sudaryti naudojamas InSb puslaidininkis, kuris turi didžiausią kambario temperatūroje elektronų judrį  $\mu$  (lyginant su kitais puslaidininkiais). Krūvininkų tankis tyrimo metu parenkamas  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ .

DPB analizė yra atliekama, naudojant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinę įrangą. Analizuojamos bangų fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$  dviem atvejais, kai išorinio puslaidininkinio sluoksnio storis  $d_2$  yra lygus  $10 \text{ } \mu\text{m}$  ir  $100 \text{ } \mu\text{m}$ .

Bangolaidžio fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$  skaičiuojamos ir tiriamos trimis skirtingais atvejais, kai yra keičiama medžiaga bangolaidžio išoriniame dielektriniame sluoksnyje. Tyrimui atlikti modeliuojamos šios medžiagos: steatitas ( $\varepsilon_r' \approx 6,5$ ), titano polistirenas ( $\varepsilon_r' \approx 16$ ), cirkonio alavo titanitas ( $\varepsilon_r' \approx 36$ ). Šios medžiagos turi didelę dielektrinę konstantą ir pasižymi mažais nuostoliais. Steatito, titano polistireno ir cirkonio alavo titanito nuostolių tangentas yra  $0,02\text{--}0,06$  eilės. Teraherciniuose dažniuose ( $0,1\text{--}0,5 \text{ THz}$ ) šių dielektrikų dielektrinė skvarba ir nuotolių tangentas priklauso nuo darbo dažnio. Kitimo pobūdis buvo išmatuotas Bolivar et al. (2003). Be to, šie dielektrikai yra pigūs, jų gamybos procesas nesudėtingas, todėl jie dažnai naudojami puslaidininkinių mikrobangų įtaisų gamyboje (Bolivar et al., 2003).

Bangų fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų dažninės charakteristikos yra skaičiuojamos naudojant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinį paketą. Skaičiavimai atliekami pagrindinio tipo ir pirmojo bei antrojo aukštesniojo tipo bangoms. Bangolaidžiu sklindančią bangą apibūdina sklidimo konstanta  $\gamma = \beta - j\alpha$ , kuri parodo, kaip elektromagnetinės bangos fazė ir amplitudė kinta išilgai bangos sklidimo krypties. Silpimo koeficientas  $\alpha$  parodo bangolaidžiu sklindančios bangos silpimą. Koeficientas  $\beta$  vadinamas bangos fazės koeficientu.

Atliekant tyrimą buvo analizuojamos bangų silpimo  $\alpha$  ir fazės  $\beta$  koeficientų dažninės charakteristikos, kurios yra išreiškiamos kaip sklidimo konstantos komponentų kitimas priklausomai nuo dažnio  $f$ .  $3,5\text{--}3,7$  paveiksluose pateiktų dažnių charakteristikų rezultatai yra normuoti. Normavimas atliekamas padauginus koeficientų  $\alpha$  ir  $\beta$  vertes ir dažnį  $f$  iš bangolaidžio puslaidininkinės šerdies spindulio  $r^p$ . Silpimo  $\alpha$  ir fazės  $\beta$  dažninių charakteristikų analizei atlikti taip pat yra skaičiuojami bangolaidžių atkirtos dažniai ir darbo dažnių ruožas.

Daugiasluoksnio cilindrinio bangolaidžio atkirtos dažniu yra laikomas dažnis, virš kurio bangolaidžiu sklindančios bangos silpimas yra minimalus. Tyrimo metu laikoma, kad pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis yra  $f_{0,n}$ . Atkirtos dažnis skaičiuojamas dviem atvejais, kai skiriasi išorinio puslaidininkinio InSb sluoksnio



storis, todėl čia  $n = 1, 2$ , o  $d_{2,n} = 10, 100 \mu\text{m}$ . Atitinkamai pirmojo ir antrojo aukštesniojo tipo bangų atkirtos dažniai žymimi  $f_{1,n}$  ir  $f_{2,n}$ .

Bangolaidžio darbo dažnių ruožas  $\Delta f$  yra skaičiuojamas kaip pirmojo aukštesniojo tipo bangos ir pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnių skirtumas:  $\Delta f = f_{1,n} - f_{0,n}$ , čia  $f_{0,n}$  – pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis esant skirtingiems išorinio dielektriko sluoksnio  $d_2$  storiams,  $f_{1,n}$  – pirmojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnis esant skirtingiems išorinio dielektriko  $d_2$  sluoksnio storiams.

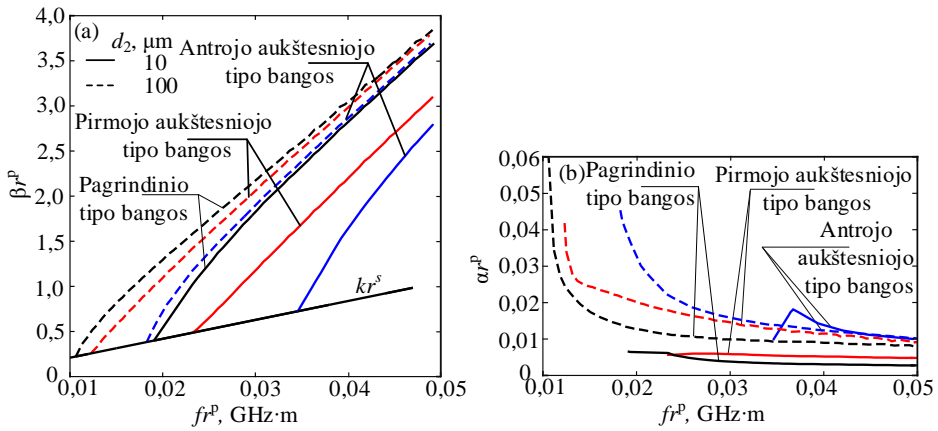
Bangų fazės dažninės charakteristikos  $\beta(f)$ , naudojamos analizei, buvo gautos naudojant CST Microwave Studio® programinę įrangą ir joje modeliuojant atvirojo tipo cilindrinį daugiasluoksnį bangolaidį. Charakteristikos normuojamos naudojant bangolaidžio šerdies spindulį  $r^p$  kaip daugiklį. Bangolaidžio fazės koeficiento  $\beta$  ir silpimo koeficiento  $\alpha$  dažninės charakteristikos priklauso nuo medžiagų, kurios naudojamos bangolaidžiui sudaryti. Tyrime buvo naudojamos trys skirtingos dielektrinės medžiagos (steatitas, polistirenas ir cirkonio alavo titanitas). Modeliuojant buvo naudojami šių medžiagų dielektrinės varžos priklausomybės nuo dažnio duomenys, kurie rodo, kad aukštesniuose dažniuose dielektrinė skvarba kinta priklausomai nuo dažnio (Bolivar et al., 2003).

Normuotos bangų fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$ , gautos naudojant steatitą pirmajame išoriniame (dielektriniame) sluoksnyje, yra pateikiamos 3.5 paveiksle. Pagrindinio tipo bangos ir pirmojo bei antrojo aukštesniųjų tipų bangų fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų dažninės charakteristikos pateikiamos dviem atvejais, kai antrasis išorinis InSb puslaidininkio sluoksnis  $d_2$  yra  $10 \mu\text{m}$  ir  $100 \mu\text{m}$  storio.

Pirmajame dielektriniame sluoksnyje naudojant steatitą, pagrindinio bangos tipo atkirtos dažniai yra  $f_{0,1} = 190,55 \text{ GHz}$ , kai išorinio puslaidininkinio sluoksnio storis  $d_2 = 10 \mu\text{m}$  ir  $f_{0,2} = 106,24 \text{ GHz}$ , kai  $d_2 = 100 \mu\text{m}$ . Atitinkamai pirmojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažniai yra  $f_{1,1} = 232,58 \text{ GHz}$  ir  $f_{1,1} = 123,16 \text{ GHz}$ .

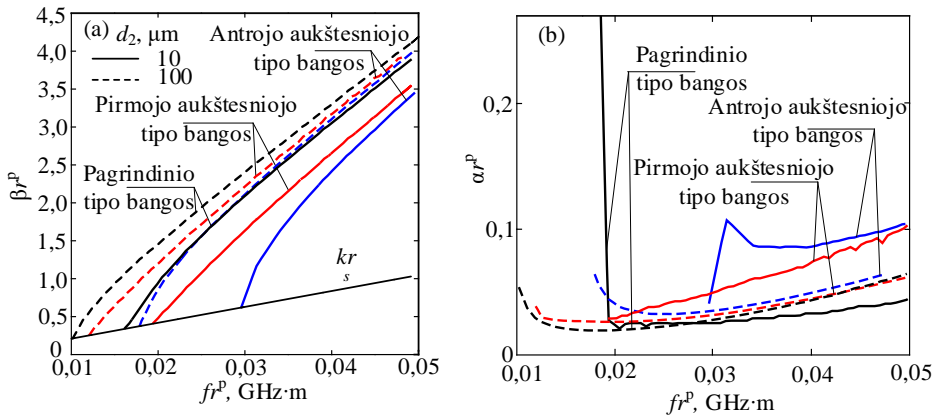
Antrojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažniai yra  $f_{2,1} = 345,88 \text{ GHz}$  ir  $f_{2,1} = 182,24 \text{ GHz}$ . Bangolaidžio darbo dažnių ruožas  $\Delta f$  yra platesnis, kai išorinis puslaidininkinis sluoksnis yra plonesnis, ir yra lygus  $42,03 \text{ GHz}$ , kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ , ir atitinkamai  $16,92 \text{ GHz}$ , kai  $d_2 = 100 \mu\text{m}$ . Darbo dažnių ruožas esant plonesniam puslaidininkiniam sluoksniui yra 2,5 karto siauresnis, kadangi elektromagnetinis laukas yra atitrauktas nuo šerdies.

Kai išorinis puslaidininkinis sluoksnis  $d_2 = 100 \mu\text{m}$ , pagrindinio ir pirmojo bei antrojo aukštesniojo bangų tipų silpimo koeficientai  $\alpha$  eksponentiškai mažėja iki atkirtos dažnio, o jį pasiekus ir toliau judant aukštesnių dažnių kryptimi kitimas įgauna tiesinį pobūdį.



**3.5 pav.** Daugiasluoksnių puslaidininkinio bangolaidžio (šerdis – SiGe su  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ , pirmasis išorinis sluoksnis – seatas; antrasis išorinis sluoksnis – InSb su  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ) fazės  $\beta$  (a) ir silpimo  $\alpha$  (b) koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$

**Fig. 3.5.** Phase  $\beta$  (a) and attenuation  $\alpha$  (b) characteristics of multilayer semiconductor waveguide (core – SiGe with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ , first external dielectric layer – seateite, second external semiconductor layer – InSb with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ )



**3.6 pav.** Daugiasluoksnių puslaidininkinio bangolaidžio (šerdis – SiGe su  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ , pirmasis išorinis sluoksnis – titano polistirenas; antrasis išorinis sluoksnis – InSb su  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ) fazės  $\beta$  (a) ir silpimo  $\alpha$  (b) koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$

**Fig. 3.6.** Phase  $\beta$  (a) and attenuation  $\alpha$  (b) characteristics of multilayer semiconductor waveguide (core – SiGe with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ , first external dielectric layer – titania polystyrene, second external semiconductor layer – InSb with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ )

Kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ , pagrindinio ir pirmojo bei antrojo aukštesniųjų tipų bangų silpimo koeficiento  $\alpha$  priklausomybė nuo dažnio yra tiesinio pobūdžio. Pagrindinio tipo bangos silpimo koeficientas  $\alpha$  mažėja judant aukštesniųjų dažnių kryptimi, o pirmojo ir antrojo aukštesniųjų tipų bangų silpimo koeficientas  $\alpha$  kinta nežymiai. Abiem nagrinėjama atvejais didžiausioji silpimo koeficiento  $\alpha$  vertė pasiekama antrojo aukštesniojo tipo bangai. Didžiausioji pasiekama normuotoji vertė yra 0,1, kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ .

DCB, kurio dielektriniame sluoksnyje naudojamas titano polistirenas, normuotosios fazės koeficiento  $\beta$  ir silpimo koeficiento  $\alpha$  priklausomybės nuo dažnio pagrindinio ir pirmojo bei antrojo aukštesniųjų tipų bangoms pateikiamos 3.6 paveiksle.

Pirmajame išoriniame sluoksnyje naudojant titano polistireną pagrindinio tipo bangos atkirtos dažniai yra  $f_{0,1} = 160,99 \text{ GHz}$  ir  $f_{0,2} = 101,62 \text{ GHz}$ , kai išorinio puslaidininkinio sluoksnio storis yra atitinkamai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$  ir  $d_2 = 100 \mu\text{m}$ . Analogiškai, pirmojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažniai yra  $f_{1,1} = 193,37 \text{ GHz}$  ir  $f_{1,1} = 119,16 \text{ GHz}$ , o antrojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažniai yra  $f_{2,1} = 295,66 \text{ GHz}$  ir  $f_{2,1} = 176,67 \text{ GHz}$ . Pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis, kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ , yra mažesnis už antro aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnį, kai  $d_2 = 100 \mu\text{m}$ . Be to, galima matyti, kad visų nagrinėtų bangolaidžio su titano polistireno sluoksniu bangų atkirtos dažniai yra mažesni, lyginant su bangų atkirtos dažniais, gautais modeliuojant bangolaidį su steatito dielektriniu sluoksniu.

DCB darbo dažnių ruožas  $\Delta f$  yra 32,68 GHz, kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ . Tai 22,25 % siauresnis darbo dažnių ruožas, lyginant su DCB su dielektriniu steatito sluoksniu. Darbo dažnių ruožas, kai  $d_2 = 100 \mu\text{m}$ , yra lygus 17,54 GHz. Jis yra 3,66 % platesnis, lyginant su darbo dažnių ruožu DCB su steatito sluoksniu. Silpimo koeficientas  $\alpha$  visiems bangų tipams yra viena eile didesnis DCB su titano polistireno sluoksniu, lyginat su slopinimu bangolaidyje su steatito sluoksniu.

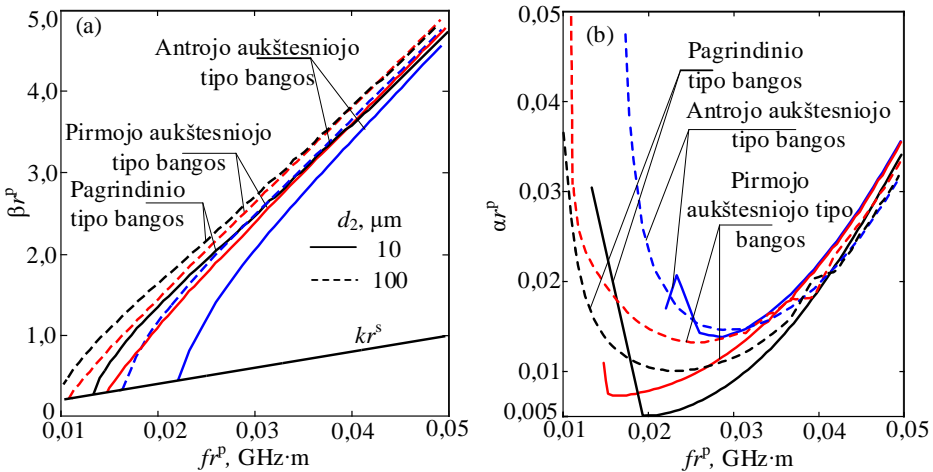
DCB su cirkonio alavo titanitu dielektriniame sluoksnyje normuotosios fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio pagrindinio ir pirmojo bei antrojo aukštesniojo tipų bangoms pateikiamos 3.7 paveiksle.

Kai bangolaidžio dielektriniame sluoksnyje modeliuojamas cirkonio alavo titanitas, pagrindinės bangos atkirtos dažnis, kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ , yra  $f_{0,1} = 133,38 \text{ GHz}$ . Atkirtos dažnio, kai  $d_2 = 100 \mu\text{m}$ , nustatyti negalima, kadangi jis nepatenka į modeliuojamų dažnių ruožą (100–500 GHz). Šį ruožą apriboja dielektrinės medžiagos dielektrinės skvarbos vertės, kurios literatūroje pateiktos tik tiriamajam ruožui. Pirmojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažniai atitinkamai yra  $f_{1,1} = 147,6 \text{ GHz}$  ir  $f_{1,1} = 108,1 \text{ GHz}$ , o antrojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažniai yra  $f_{2,1} = 220,56 \text{ GHz}$  ir  $f_{2,1} = 163,35 \text{ GHz}$ . Lyginant su anksčiau aptartais atvejais su steatito ir titano polistireno dielektriniais sluoksniais, galima matyti, kad atkirtos dažniai šiuo atveju yra mažesni.

DCB su cirkonio alavo titanito dielektriniu sluoksniu darbo dažnių ruožo plotis yra 14,22 GHz, kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ . Darbo dažnių ruožas yra 54,49 % siauresnis, lyginant su bangolaidžio su titano polistireno dielektriniu sluoksniu darbo dažnių ruožu, ir 66 % siauresnis, lyginant su bangolaidžio su steatito dielektriniu sluoksniu darbo dažnių ruožu. Galima matyti, kad kuo didesnė dielektrinio sluoksnio dielektrinė skvarba, tuo labiau atkirtos dažnis slenkasi į aukštesniųjų dažnių pusę ir tuo siauresnis yra darbinis dažnių ruožas.

Analizuojant silpimo koeficiento priklausomybes nuo dažnio galima matyti, kad šiuo atveju, kai naudojamas cirkonio alavo titanito dielektrinis sluoksnis, pasiekiamas mažiausias normuotasis silpimo koeficientas iš visų trijų nagrinėtų atvejų. Normuotasis silpimo koeficientas yra mažesnis nei 0,05 esant abiem išorinio puslaidininkinio sluoksnio storiams. Mažiausioji normuotojo silpimo koeficiento vertė pasiekama, kai  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ . Silpimo koeficiento vertė pasiekia 0,0053. Silpimas, kai  $d_2 = 100 \mu\text{m}$ , yra didesnis.

Pagrindinio ir pirmojo bei antrojo aukštesniojo tipų bangoms silpimo koeficiento vertė nagrinėjamame dažnių ruože prasideda ties aukštesnėmis vertėmis žemuosiuose dažniuose, tada eksponentiškai mažėja, kol pasiekia mažiausiąją vertę ir tada didėja judant aukštesniųjų dažnių kryptimi. Artėjant prie 500 GHz, silpimo charakteristikos artėja viena prie kitos. Visiems nagrinėtiems atvejams silpimo koeficientas yra tarp 0,03 ir 0,035.



**3.7 pav.** Daugiasluoksnio puslaidininkinio bangolaidžio (šerdis – SiGe su  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{cm}^{-3}$ , pirmasis išorinis sluoksnis – cirkonio alavo titanitas; antrasis išorinis sluoksnis – InSb su  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{cm}^{-3}$ ) fazės  $\beta$  (a) ir silpimo  $\alpha$  (b) koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$

**Fig. 3.7.** Phase  $\beta$  (a) and attenuation  $\alpha$  (b) characteristics of multilayer semiconductor waveguide (core – SiGe with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{cm}^{-3}$ , first external dielectric layer – zirconium-titanate, second external semiconductor layer – InSb with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{cm}^{-3}$ )

### 3.4. Cilindrinio anizotropinio bangolaidžio su grafeno sluoksniais tyrimas

Poskyryje atliekamas cilindrinio anizotropinio bangolaidžio su grafeno sluoksniais (CABGS) tyrimas, kuriame nagrinėjama, kokią įtaką grafeno sluoksnis daro CABGS fazės ir silpimo koeficientų dažninėms charakteristikoms. Tyrimo metu modeliuojamas grafeno parametrų keitimas išoriniu elektriniu lauku keičiant grafeno elektrocheminį potencialą. Keičiantis elektrocheminiam potencialui pasikeičia grafeno laidumas. Dėl šių pokyčių taip pat pakinta grafeno dielektrinė skvarba. Analizuojamos fazės ir silpimo koeficientų dažninės charakteristikos pagrindinio tipo ir aukštesniųjų tipų bangoms.

#### 3.4.1. Cilindrinių anizotropinių bangolaidžių su grafeno sluoksniais sudarymas

Tyrimui atlikti naudojamas cilindrinis anizotropinis bangolaidis su grafeno sluoksniais. Remiantis elektrodinaminiu bangolaidžio modeliu, aptartu 3.1 poskyryje, CABGS modeliuojamas naudojant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinę įrangą.

Bangolaidį sudaro trys sluoksniai, kuriuos supa oras. Cilindrinio anizotropinio bangolaidžio šerdis yra modeliuojama iš realaus Si, kurio santykinė dielektrinė skvarba  $\epsilon_r = 11,9$ . CABGS geometriniai parametrai parenkami taip, kad darbo dažnių ruožas patektų į 5–12 THz dažnių ruožą. Puslaidininkinės šerdies spindulys  $r^p = 3,8 \mu\text{m}$ . Dielektriko sluoksniui naudojamas pirekso stiklas, kurio dielektrinė skvarba  $\epsilon = 4,82$ , o nuostolių kampo tangentes  $\tan\delta = 0,0054$ . Dielektriko sluoksnio storis  $d_1 = 1,9 \mu\text{m}$ . Išoriniame sluoksnyje naudojamas grafenas, kuris sudaromas kaip labai plona plėvelė (sluoksnis). Šio sluoksnio storis  $d_2 = 1 \text{ nm}$ .

Grafeno sudarymo specifika buvo plačiau aptarta 1 skyriuje. Grafenas sudaromas kaip labai plona plėvelė, kurios laidumas gali būti apskaičiuotas pagal Kubo formulę (1.3). Tyrime naudojamas grafeno plėvelės storis yra 1 nm. Žinant grafeno plėvelės storį, galima apskaičiuoti tūrinį grafeno laidumą ir paskui tūrinę dielektrinę skvarbą (1.7). Apskaičiuota kompleksinė dielektrinė skvarba naudojama modeliavimo metu aprašant grafeno kaip medžiagos elektrines savybes. Apskaičiuotos realioji ir menamoji kompleksinės dielektrinės skvarbos dalys 5–10 THz dažnių ruože pateiktos 3.8 paveiksle.

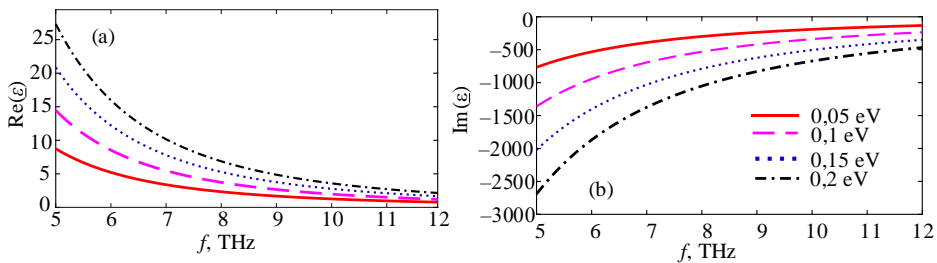
Grafeno laidumas priklauso nuo elektrocheminio potencialo  $\mu_c$ , todėl, pasikeitus elektrocheminio potencialo vertėms, pasikeičia ir grafeno laidumas. Grafeno elektrocheminį potencialą  $\mu_c$  galima keisti prijungus išorinę įtampą. Elektrinio laidumo vertės pokyčiai lemia, kad pakinta ir dielektrinės skvarbos vertė, kuri lemia CABGS elektrodinaminių parametrų pokytį. Tyrime analizuojamas ir parodomas šis pokytis fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybėse nuo dažnio  $f$ .

Tai lemia, kad, keičiant grafeno savybes elektriškai, galima dinamiškai keisti cilindrinio anizotropinio bangolaidžio dažnines charakteristikas.

Modeliavimas atliekamas naudojant CST Microwave Studio® kompiuterinę programą. Analizei yra naudojamos fazės  $\beta$  ir silpimo  $\alpha$  koeficientų priklausomybės nuo dažnio  $f$ . Iš šių charakteristikų yra skaičiuojami bangolaidžių atkirtos dažniai, darbo dažnių ruožas –  $\Delta f$  ir diferencinis fazės koeficiento pokytis  $\Delta\beta$  bei diferencinis silpimo koeficiento pokytis –  $\Delta\alpha$ .

Pagrindinės bangos atkirtos dažnis žymimas  $f_{0,n}$ , kai  $n = 1, 2, 3, 4$  atitinka skirtingo elektrocheminio potencialo grafeno atvejus, atitinkamai  $\mu_c = 0,05, 0,1, 0,15, 0,2$  eV. Pirmojo aukštesniojo tipo bangos atkirtos dažnis atitinkamai žymimas  $f_{1,n}$ .

Cilindrinio anizotropinio bangolaidžio su grafeno sluoksniais darbo dažnių juosta  $\Delta f$  yra skaičiuojama kaip pagrindinio ir pirmojo aukštesniojo tipų bangų atkirtos dažnių skirtumas  $\Delta f = f_{0,n} - f_{1,n}$ . Diferenciniai fazės ir silpimo koeficientų pokyčiai rodo skirtumą tarp fazės ir silpimo koeficientų verčių, esant skirtingiems grafeno sluoksnio elektrocheminiams potencialams  $\mu_c$ , pokyčiams skaičiuoti parinktas EM bangos 8,35 THz dažnis.



**3.8 pav.** Realioji ir menamoji 1 nm storio grafeno plėvelės tūrinės kompleksinės dielektrinės skvarbos dalys 5–12 THz dažnių ruože, kai  $\mu_c = 0,05, 0,1, 0,15, 0,2$  eV

**Fig. 3.8.** Real and imaginary parts of bulk complex permittivity of 1 nm width graphene sheet in 5–12 THz range when  $\mu_c = 0,05, 0,1, 0,15, 0,2$  eV

### 3.4.2. Cilindrinųjų bangolaidžių su grafeno sluoksniais dažniųjų charakteristikų tyrimas

Cilindrinio bangolaidžio su grafeno sluoksniais fazės koeficiento  $\beta$  priklausomybės nuo dažnio  $f$  pateiktos 3.9 paveiksle. Pateikiamos pagrindinio tipo ir pirmojo bei antrojo aukštesniųjų tipų bangų fazės koeficientų dažnines charakteristikos, esant skirtingiems grafeno elektrocheminiams potencialams  $\mu_c$ .

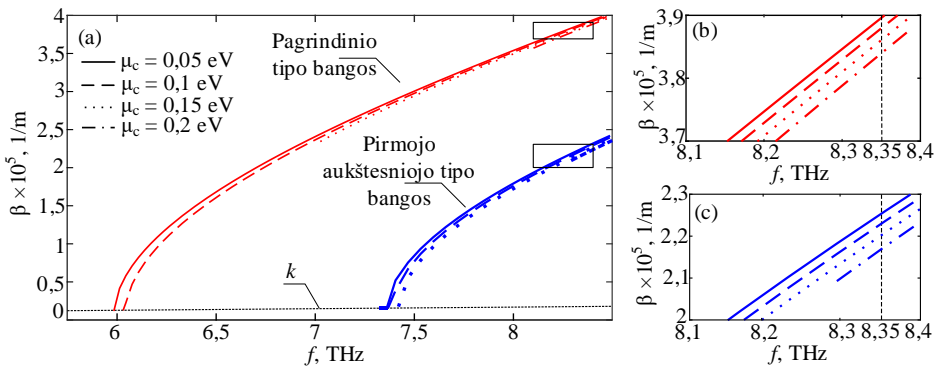
Iš 3.9 paveikslo yra matyti, kad pagrindinio ir pirmojo aukštesniojo tipų bangų atkirtos dažniai pasislenka į aukštesniųjų dažnių pusę, kai grafeno sluoksnis turi didesnę elektrocheminę potencialą  $\mu_c$ . Mažiausias pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis  $f_{0,1} = 5,98$  THz gaunamas, kai  $\mu_c = 0,05$  eV. Didžiausias pagrindinio

tipo bangos atkirtos dažnis  $f_{0,4} = 8,10$  THz gaunamas, kai naudojamas grafenas su elektrocheminiu potencialu  $\mu_c = 0,2$  eV. Pirmojo aukštesniojo tipo bangos mažiausias ir didžiausias atkirtos dažniai atitinkamai yra  $f_{1,1} = 7,36$  THz ir  $f_{1,4} = 8,29$  THz, kai elektrocheminiai potencialai  $\mu_c = 0,05$  eV ir  $\mu_c = 0,2$  eV.

Plačiausias darbo dažnių ruožas ( $\Delta f = 1,37$  THz) gaunamas, kai grafeno elektrocheminis potencialas  $\mu_c = 0,05$  eV. Siauriausias darbo dažnių ruožas yra  $0,19$  THz, kai naudojamas grafenas, kurio elektrocheminis potencialas  $\mu_c = 0,2$  eV. Cilindrinio bangolaidžio su grafeno sluoksniais darbo dažnių ruožas  $\Delta f$  siaurėja, kai grafeno elektrocheminis potencialas didėja  $\mu_c$ .

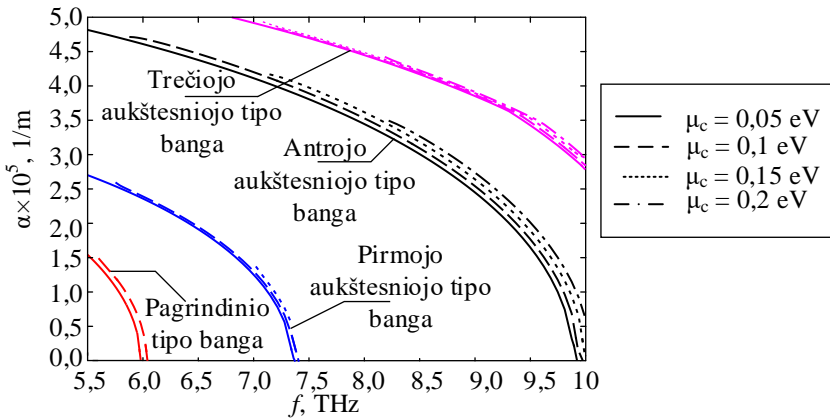
Diferencinis fazės koeficiento pokytis  $\Delta\beta$  buvo gautas, kai EM bangos dažnis  $f = 8,35$  THz, diferencinio fazės koeficiento pokyčio skaičiavimas atliekamas imant fazės koeficiento  $\beta$  vertes, esant skirtingiems grafeno sluoksnio elektrocheminiams potencialams  $\mu_c$ .

Diferencinis fazės koeficiento pokytis yra mažesnis pagrindinio tipo bangai ir didesnis pirmojo aukštesniojo tipo bangai. Fazės diferencinis pokytis tarp cilindrinų bangolaidžių su grafeno sluoksniais, kuriuose buvo naudotas grafeno sluoksnis su elektrocheminiams potencialais  $\mu_c = 0,05$  eV ir  $\mu_c = 0,1$  eV, yra atitinkamai  $1632$  rad/m pagrindinio tipo bangai ir  $2416$  rad/m pirmojo aukštesniojo tipo bangai.



**3.9 pav.** Cilindrinio bangolaidžio su grafeno sluoksniais fazės koeficiento  $\beta$  priklausomybės nuo dažnio  $f$  (a); pagrindinio tipo bangos fragmentas (b); pirmojo aukštesniojo tipo bangos fragmentas (c), kai  $\mu_c = 0,05, 0,1, 0,15, 0,2$  eV

**Fig. 3.9.** Cylindric multilayer waveguide with graphene layer phase coefficient  $\beta$  dependency on frequency  $f$  (a); fragment of main mode (b); fragment of first higher mode (c) when  $\mu_c = 0.05, 0.1, 0.15, 0.2$  eV



**3.10 pav.** Cilindrinio bangolaidžio su grafeno sluoksniais silpimo koeficiento  $\alpha$  priklausomybės nuo dažnio  $f$ , kai  $\mu_c = 0,05, 0,1, 0,15, 0,2$  eV

**Fig. 3.10.** Attenuation characteristics of cylindrical multilayer waveguide with graphene layer when  $\mu_c = 0.05, 0.1, 0.15, 0.2$  eV

Be to, iš 3.9 paveiksle pateiktų rezultatų matyti, kad, didėjant elektrocheminiam potencialui  $\mu_c$ , diferencinis fazės koeficiento pokytis  $\Delta\beta$  taip pat didėja tiek pagrindinio, tiek pirmojo aukštesniojo tipų bangoms. Diferencinis fazės koeficiento pokytis CABGS, kuriame buvo naudojamas grafeno sluoksnis su elektrocheminiu potencialu  $\mu_c = 0,15$  eV ir  $\mu_c = 0,1$  eV, yra 2390,63 rad/m pagrindinio tipo bangai ir 3253,27 rad/m pirmojo aukštesniojo tipo bangai, t. y. pats didžiausias  $\Delta\beta$  iš visų gautų analizės rezultatų. Iš 3.9 paveikslo matyti, kad fazės koeficientas mažėja, kai grafeno sluoksnio elektrocheminis potencialas  $\mu_c$  didėja.

Cilindrinio daugiasluoksnio bangolaidžio su grafeno sluoksniais silpimo koeficiento  $\alpha$  priklausomybės nuo dažnio  $f$  pateiktos 3.10 paveiksle. Iš silpimo koeficiento priklausomybės nuo dažnio matyti, kad silpimo koeficiento charakteristikos pasislenka į aukštesniųjų dažnių pusę, kai grafeno elektrocheminis potencialas  $\mu_c$  didėja.

Taip pat didėja ir diferencinis silpimo koeficiento pokytis –  $\Delta\alpha$ . Iš silpimo koeficiento dažninių charakteristikų matyti, kad silpimo koeficientai keičiasi, kintant grafeno elektrocheminiam potencialui  $\mu_c$ , todėl cilindrinį bangolaidį su grafeno sluoksniais galima valdyti elektriškai, t. y. keičiant išorinę įtampą.

### 3.5. Trečiojo skyriaus išvados

1. n-InSb daugiasluoksnio puslaidininkinio bangolaidžio atkirtos dažniai ir darbo dažnių ruožai bangoms yra tokie patys, esant skirtingiems



puslaidininkinio sluoksnio krūvininkų tankiams  $N = 1 \cdot 10^{14}$ ,  $5 \cdot 10^{13}$ ,  $1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ , kintant išorinio  $n\text{-InA}_{s1-x}\text{Sb}_x$  sluoksnio storiiui  $d_2$  nuo  $10 \text{ }\mu\text{m}$  iki  $100 \text{ }\mu\text{m}$ , bangolaidžio darbo dažnių ruožas  $\Delta f$  susiaurėja nuo  $61,3 \text{ GHz}$  iki  $44,5 \text{ GHz}$ .

2.  $n\text{-InSb}$  daugiasluoksniame puslaidininkiniame bangolaidyje mažiausias elektromagnetinių bangų silpimas pagrindinio tipo bangai yra gaunamas, kai krūvininkų tankis yra  $N = 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ , maksimalus silpimas gaunamas, kai  $f = 200 \text{ GHz}$ .
3.  $n\text{-SiGe}$  daugiasluoksniame puslaidininkiniame bangolaidyje mažiausias normuotasis silpimo koeficientas  $0,0053$  pasiekiamas naudojant cirkonio alavo titanitą dielektriniame sluoksnyje  $d_1$ , kai išorinio puslaidininkinio ( $\text{InSb}$ ) sluoksnio storis  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ , nes elektromagnetinė banga labiau koncentruota išoriniuose sluoksniuose.
4.  $n\text{-SiGe}$  daugiasluoksniame puslaidininkiniame bangolaidyje dielektriniame sluoksnyje  $d_1$  naudojant steatitą ( $\epsilon'_r = 6,5$ ) yra gaunamas didžiausias pagrindinio tipo bangos atkirtos dažnis  $f_0 = 190,55 \text{ GHz}$  ir plačiausias darbo dažnių ruožas  $\Delta f = 43,03 \text{ GHz}$ , o naudojant cirkonio alavo titanitą ( $\epsilon'_r = 36$ ) gaunami mažiausi pagrindinio tipo bangos atkirtos dažniai  $f_0 = 133,38 \text{ GHz}$  ir siauriausias darbo dažnių ruožas  $\Delta f = 14,22 \text{ GHz}$ .
5. Si cilindriniam anizotropiniam bangolaidyje su grafeno sluoksniais mažiausi atkirtos dažniai pagrindinio ir pirmojo aukštesniojo tipų bangoms gaunami, kai grafeno sluoksnio elektrocheminis potencialas  $\mu_c = 0,05 \text{ eV}$ , o didžiausias, kai  $\mu_c = 0,2 \text{ eV}$ .
6. Si cilindriniam anizotropiniam bangolaidyje su grafeno sluoksniais didžiausias diferencinis fazės koeficientų pokytis pagrindinio tipo bangai yra  $\Delta\beta = 2390 \text{ rad/m}$ , kai grafeno elektrocheminis potencialas pakinta nuo  $\mu_c = 0,15 \text{ eV}$  iki  $\mu_c = 0,2 \text{ eV}$ , kai  $f = 8,35 \text{ GHz}$ , nes pasikeičia grafeno kompleksinė dielektrinė skvarba.



# 4

---

## Valdomų parametų daugiasluoksnių mikrobangų įtaisų charakteristikų prognozavimas

Naujų mikrobangų įtaisų kūrimas yra sudėtingas ir daug laiko reikalaujantis procesas. Įtaisų analizei ir sintezei taikomi analitiniai metodai yra sudėtingi, skaitiniai metodai užima daug laiko. Mikrobangų įtaisų elektrodinaminius parametrus ir dažnines charakteristikas lemia daug veiksnių, tokių kaip fiziniai matmenys ar naudojamos medžiagos. Kai skaičiavimus tenka kartoti kelis kartus, jų trukmė dar labiau išauga. Sprendžiant šią problemą reikia ieškoti naujų metodų, leisiančių pagerinti mikrobangų įtaisų analizės ir sintezės procesus. Taip pat aktualūs tampa metodai, leidžiantys atlikti mikrobangų įtaisų skaičiavimus realiuoju laiku.

Skyriuje tiriamos galimybės panaudoti dirbtinių neuronų tinklus hibridinės meandrinės vėlinimo linijos ir mikrojuostelinio juostinio filtro charakteristikoms prognozuoti, taip paspartinant šių įtaisų charakteristikų analizės procesą. Tyrimo metu įtaisy modeliuojant specializuota kompiuterine įranga surenkama informacija, reikalinga neuronų tinklams apmokyti, atliekami eksperimentiniai hibridinės meandrinės linijos matavimai, naudojant Matlab™ programinę įrangą, sudaromos programos, grįstos dirbtinių neuronų tinklais.

Skyriaus tema paskelbti du autorės straipsniai (Plonis et al., 2019; Rusen et al., 2021c), skyriaus medžiaga pristatyta vienoje mokslinėje konferencijoje.

## 4.1. Hibridinių meandrinų vėlinimo linijų dažnių charakteristikų prognozavimas

Siūloma dirbtinių neuronų tinklo struktūra yra skirta hibridinės meandrinės vėlinimo linijos dažniams charakteristikoms skaičiuoti. Pagrindinis tokios sistemos privalumas – galimybė prognozuoti parametrus realiuoju laiku, o analitinių ir skaitinių elektromagnetinių įtaisų skaičiavimo metodų taikymas trunka ilgai. Hibridinės meandrinės vėlinimo linijos elektrinių parametrų prognozei naudojamas tiesioginio sklidimo (angl. *feedforward*) dirbtinių neuronų tinklas. Neuronų tinklu gautos hibridinės meandrinės linijos parametrų prognozės yra lyginamos su rezultatais, gautais taikant analitinius ir iteracinius skaitinius metodus. Analitiniais ir skaitiniais metodais gauti charakteristikų rezultatai taip pat lyginami su fiziniams matavimų rezultatais. Meandrinės linijos modeliavimas atliekamas naudojant specializuotą kompiuterinę programinę įrangą. Modeliavimo rezultatų patikimumas įvertinamas lyginant pagaminto prototipo eksperimentinius matavimo rezultatus su modeliavimo rezultatais. Charakteristikų prognozei naudojamos kompiuterinio modeliavimo metu gautos meandrinės vėlinimo linijos dažninės charakteristikos.

### 4.1.1. Hibridinės meandrinės linijos sudarymas

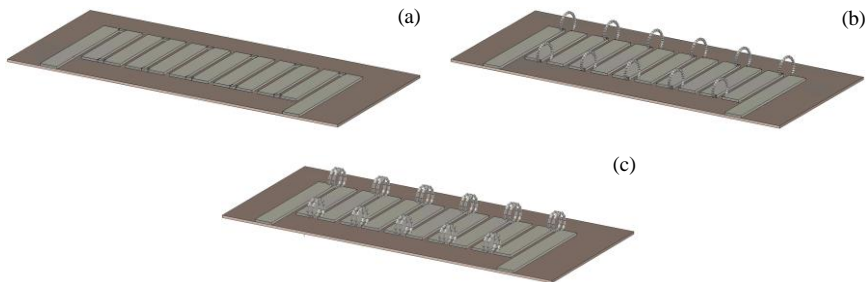
Meandrinėms linijoms yra būdingos šios neigiamos savybės: sąlygiškai maža pilnutinė varža ir elektromagnetinės bangos fazinio greičio dispersija. Pilnutinę varžą galima padidinti sulenkiant kraštinius meandrinės sistemos elektrodus ir suformuojant spiralinius posūkius (Daškevičius et al., 2010) (4.1 pav.). Hibridinė meandrinė vėlinimo linija modeliuojama naudojant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinę įrangą, kurioje taikomas baigtinių skirtumų laiko srityje metodas.

Pagrindiniai hibridinės meandrinės linijos struktūros matmenys (4.2 pav.): meandro elektrodų plotis  $2a = 15$  mm, laidininkų žingsnis  $L = 2$  mm, tarpai tarp laidininkų  $l = 0,5$  mm, laidininko storis  $t = 0,2$  mm, dielektrinio pagrindo storis  $h = 0,5$  mm. Visos sistemos ilgis yra  $L_s = 29,5$  mm. Spiralinių kraštų skersmuo yra  $d = 2,5$  mm. Laidininkų, naudojamų spiraliniuose kraštuose, skersmuo yra toks pat, kaip meandrinės linijos elektrodo storis – 0,2 mm.

Hibridinė meandrinė linija su spiraliniais trumpikliais pasižymi geresnėmis elektrinėmis charakteristikomis (Daškevičius et al., 2010), lyginant jas su klasikinėmis meandrinėmis sistemomis, tačiau jos turi vieną trūkumą. Šis trūkumas yra

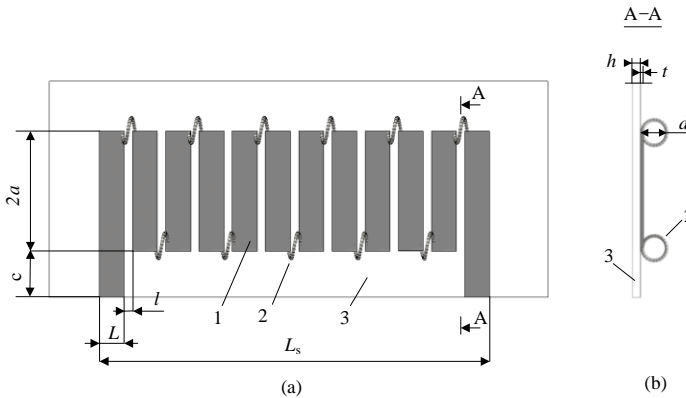
induktyviniai elementai, naudojami hibridinės meandrinės linijos kraštuose, jie užima gana daug erdvės. Šis trūkumas gali tapti kliūtimi siekiant naudoti sistemą itin mažuose mikrobangų įtaisuose ir / arba sistemose.

Siekiant sumažinti hibridinės meandrinės vėlinimo linijos matmenis, modelis patobulintas pakeičiant induktyviuosius rites planariaisiais induktyviaisiais komponentais linijos kraštuose. Patobulinta vėlinimo linija modeliuojama Sonnet<sup>®</sup> programinėje įrangoje, skaičiavimams taikančioje momentų metodą (4.3 pav.). Tyrimo metu siekiama įvertinti atlikto pakeitimo įtaką meandrinės linijos charakteristikoms.



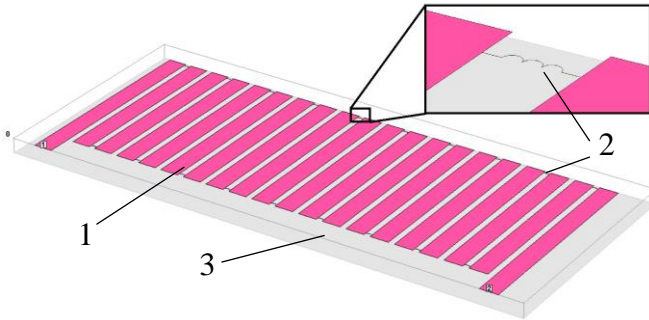
**4.1 pav.** Meandrinė linija (a), hibridinė meandrinė linija su viengubu spiraliniu kraštu (b), hibridinė meandrinė linija su dvigubu spiraliniu kraštu (c) sudarytos naudojant CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinę įrangą

**Fig. 4.1.** Meander line (a); hybrid meander line with one helical turn (b); hybrid meander line with two helical turns (c); modelled in the CST Microwave Studio<sup>®</sup> software



**4.2 pav.** Hibridinės meandrinės linijos struktūros laidininkų vaizdas iš viršaus (a); skersinio hibridinės meandrinės sistemos pjūvio vaizdas (b), kuriame 1 – centrinis meandrinės linijos elektrodas, 2 – kraštinių spiralinių elektrodų posūkis, 3 – dielektrinis pagrindas

**Fig. 4.2.** Top view of hybrid meander line structure (a); cross-view of hybrid meander line structure (b), where 1 – central meander electrode, 2 – peripheral helical turns of the electrode; 3 – dielectric substrate



**4.3 pav.** Patobulintos hibridinės meandrinės linijos struktūra su induktyviaisiais komponentais kraštuose, čia 1 – centrinis meandrinės linijos elektrodas, 2 – kraštinis spiralinis elektrodo posūkis, 3 – dielektrinis pagrindas

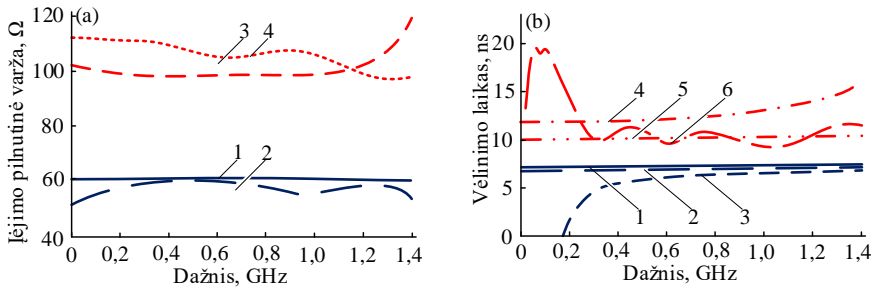
**Fig. 4.3.** Structure of improved hybrid meander line with inductive components in the peripheral turns, where 1 – central meander electrode; 2 – peripheral helical turns of the electrode; 3 – dielectric substrate

#### 4.1.2. Hibridinės meandrinės linijos tyrimas

Patobulinta hibridinė meandrinė linija (HML) su planariaisiais induktyviaisiais komponentais kraštuose modeliuojama naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinę įrangą. Gauti rezultatai parodė, kad pilnutinė įėjimo varža ir lėtinimo koeficientas koreliuoja su rezultatais, kurie buvo gauti ankstesniuose kitų autorių tyrimuose (Daškevičius et al., 2010) taikant analitinius daugialaidžių linijų skaičiavimo metodus ir baigtinių skirtumų laiko srityje metodą, naudojamą CST Microwave Studio<sup>®</sup> programinėje įrangoje. Rezultatų palyginimas pateiktas 4.4 paveiksle.

Tyrimo rezultatuose (4.4 pav., a) pateikiama įėjimo pilnutinės varžos dažninė charakteristika, kai induktyvumas yra lygus 0 ir 5 nH. Vidutinės įėjimo pilnutinės varžos vertės buvo gautos taikant skirtingus analizės metodus. Taikant momentų metodą (Sonnet<sup>®</sup>) gautuose rezultatuose (4.4 pav., a – 2 ir 4 kreivėse) yra matyti, kad įėjimo varžos dažninės charakteristikos keičiasi, keičiantis EM bangos dažniui. Vėlinimo trukmė atliekant analizę skirtingais metodais yra gaunama panaši (4.4 pav., b).

Iš atliktos analizės galima matyti, kad spiralines rites galima pakeisti induktyviaisiais elementais meandrinio laidininko kraštinėse (laidininkų trumpikliuose) neprarandant hibridinės meandrinės linijos savybių. Pagal gautus analizės rezultatus buvo pagamintas ir eksperimentiškai ištirtas realus hibridinės meandrinės linijos prototipas.



**4.4 pav.** Įėjimo pilnutinės varžos charakteristikos (a),

kai induktyvumas yra lygus 0 nH: 1 – kitų autorių algoritmas (Daškevičius et al., 2010); 2 – Sonnet<sup>®</sup>; kai induktyvumas lygus 5 nH: 3 – kitų autorių algoritmas (Daškevičius et al., 2010); 4 – Sonnet<sup>®</sup>; perdavimo koeficiento charakteristikos (b), kai induktyvumas

yra lygus 0 nH: 1 – kitų autorių algoritmas (Daškevičius et al., 2010), 2 – CST Microwave Studio<sup>®</sup>; 3 – Sonnet<sup>®</sup>; kai induktyvumas lygus 5 nH: 4 – kitų autorių algoritmas (Daškevičius et al., 2010); 5 – CST Microwave Studio<sup>®</sup>; 6 – Sonnet<sup>®</sup>

**Fig. 4.4.** Results of characteristics of the input impedance (a), when the inductance is 0 nH: 1 – other authors algorithm (Daškevičius et al., 2010); 2 – Sonnet<sup>®</sup>; when the inductance is 5 nH: 3 – other authors algorithm (Daškevičius et al., 2010); 4 – Sonnet<sup>®</sup>; the characteristics of transfer coefficient (b) when the inductance is 0 nH: 1 – another author algorithm (Daškevičius et al., 2010), 2 – CST Microwave Studio<sup>®</sup>; 3 – Sonnet<sup>®</sup>; when the inductance is 5 nH: 4 – another author algorithm (Daškevičius et al., 2010), 5 – CST Microwave Studio<sup>®</sup>; 6 – Sonnet<sup>®</sup>

### 4.1.3. Eksperimentinis hibridinės meandrinės linijos tyrimas

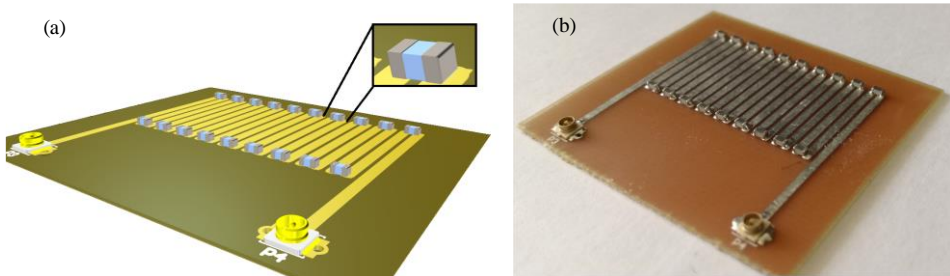
Induktyviniai komponentai, kurie buvo naudojami modeliuojant hibridinę meandrinę liniją Sonnet<sup>®</sup> ir CST Microwave Studio<sup>®</sup> programine įranga, buvo įlituoti tarp meandrinės linijos kontaktų spausdintinėje plokštėje. Eksperimentinių tyrimų metu buvo naudoti 10 nH induktyvumai, siekiant sumodeliuoti ričių veikimą (4.5 pav., a).

Hibridinės meandrinės linijos prototipas pateiktas 4.5 paveiksle, b. Spausdintinei plokštei panaudota FR-4 dielektrinė medžiaga. Jos santykinė dielektrinė skvarba yra lygi 4,6. Pagamintos HML struktūriniai matmenys: laidininkų žingsnis  $L = 1,5$  mm, tarpai tarp laidininkų  $l = 0,4$  mm, laidininkų sluoksnio storis  $t = 0,35$  μm, tarpas tarp dviejų meandro elektrodų ir ekrano  $w_2 = 0,6$  mm. Gauti rezultatai buvo kokybiniu požiūriu palyginti su analogiškų HML modeliavimo kompiuteriu analizės rezultatais.

Matavimų rezultatai parodė (4.6 pav.), kad perdavimo koeficiento dažninės charakteristikos praleidžiamųjų dažnių ruože yra iškraipytos. Perdavimo koeficiento dažninės charakteristikos yra iškraipomos, nes siunčiamas signalas į liniją

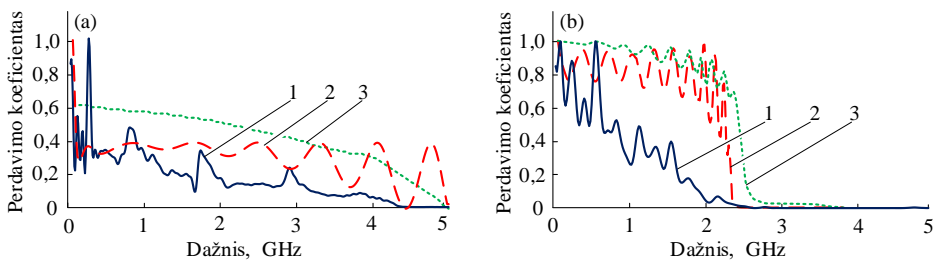
atsispindi nuo nesuderinto hibridinės meandrinės sistemos išėjimo. Be to, įėjimo nuostoliai taip pat yra dideli.

Prototipo matavimų rezultatai kokybiniu požiūriu sutampa su rezultatais, gautais modeliuojant hibridinę meandrinę liniją. Išlaikomas tas pats perdavimo charakteristikų kitimo pobūdis (4.6 pav., a). Procentinis skirtumas tarp vidutinės išmatuoto perdavimo koeficiento vertės ir apskaičiuotos CST Microwave Studio<sup>®</sup> programine įranga vertės neviršija 1 %, o lyginant su rezultatais, gautais Sonnet<sup>®</sup>, šis skirtumas siekia apie 19 %. Didesnis skirtumas tarp matavimo ir modeliavimo rezultatų gautas, kai induktyviųjų komponentų induktyvumas yra 10 nH. Procentinis skirtumas tarp vidutinės išmatuotos ir apskaičiuotų verčių siekia 37 %. Tačiau šiuo atveju eksperimentinio matavimo ir modeliavimo CST Microwave Studio<sup>®</sup> bei Sonnet<sup>®</sup> programine įranga rezultatai išlaiko tą patį dažninių charakteristikų kitimo pobūdį (4.6 pav., b).



**4.5 pav.** Pagamintas hibridinės meandrinės linijos prototipas: spausdintinės plokštės brėžinys (a) ir pagamintas prototipas (padidintas vaizdas) (b)

**Fig. 4.5.** Manufactured prototype of the hybrid meander system: PCB drawing (a), and manufactured prototype (zoomed image) (b)



**4.6 pav.** Hibridinės meandrinės linijos matavimų ir modeliavimų rezultatai, kai induktyvumai lygūs 0 nH (a) ir 10 nH (b), 1 – eksperimentinių matavimų rezultatai, 2 – modeliavimo CST Microwave Studio rezultatai, 3 – modeliavimo Sonnet<sup>®</sup> rezultatai

**Fig. 4.6.** Modelling and measurement results of the hybrid meander line when inductivity of inductors is 0 nH (a) and 10 nH (b), when 1 – experimental measurement, 2 – CST Microwave Studio<sup>®</sup>, 3 – Sonnet<sup>®</sup>



Hibridinėse meandrinėse linijose naudojant rites galima pasiekti pralaidumo juostos ir įėjimo varžos padidėjimą. Vėlinimo koeficientas ir įėjimo varžos pokyčiai yra sąlygiškai maži plačiame dažnių ruože. Sumodeliaavus ir eksperimentiškai išmatavus meandrinės vėlinimo linijos prototipo charakteristikas parodyta, kad hibridinėse meandrinėse linijose spiralines rites galima pakeisti planariaisiais induktyviaisiais elementais meandrinio laidininko kraštuose, neprarandant meandrinės linijos savybių.

#### 4.1.4. Neuronų tinklo sudarymas ir apmokymas

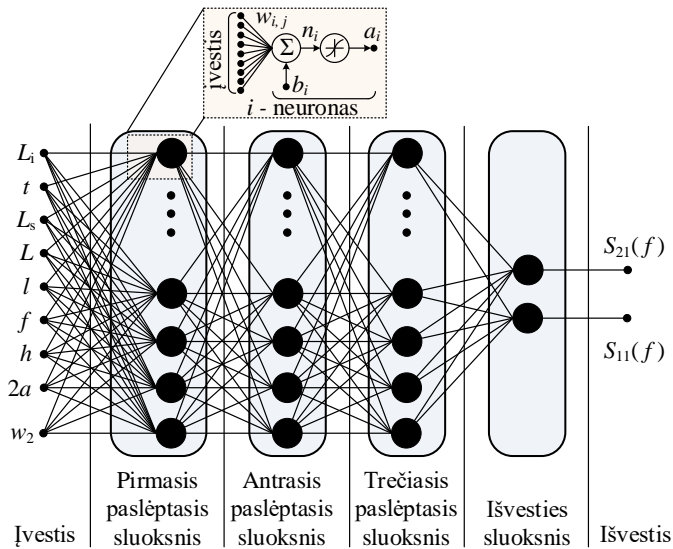
HML elektrines charakteristikas galima aprašyti naudojant  $S$  parametrus:  $S_{21}$  – perdavimo koeficientas ir  $S_{11}$  – atspindžio koeficientas.  $S$  parametrų dažnines charakteristikas galima prognozuoti naudojant dirbtinius neuronų tinklus. Programos, skirtos charakteristikoms prognozuoti, sudaromos naudojant Matlab<sup>TM</sup> programinę įrangą.

Tam, kad galima būtų atlikti prognozę, reikia paruošti pradinius duomenų vektorius. Elektromagnetinės bangos dažnio vektorius yra  $f = \{f_{\min}; \Delta f; f_{\max}\}$ , čia  $f_{\min}$  ir  $f_{\max}$  atitinkamai yra mažiausioji ir didžiausioji dažnio vertės, o  $\Delta f$  yra elektromagnetinės bangos dažnio kitimo žingsnis. Hibridinės meandrinės linijos dažnių charakteristikų prognozei buvo naudotos dažnių vektoriaus vertės:  $f_{\min} = 0$ ,  $f_{\max} = 5$  GHz ir žingsnis  $\Delta f = 0,02$  GHz.

Charakteristikoms prognozuoti naudojamas spiralinių trumpiklių induktyvumo vektorius yra  $L_i = \{L_{\min}; \Delta L; L_{\max}\}$ , čia  $L_{\min}$  ir  $L_{\max}$  atitinkamai yra didžiausioji ir mažiausioji induktyvumo vertės,  $\Delta L$  – induktyvumo kitimo žingsnis. Tyrimėse naudojamos vertės yra  $L_{\min} = 0$  nH,  $L_{\max} = 30$  nH ir žingsnis  $\Delta L = 2$  nH.

Dirbtinių neuronų tinklo struktūra parinkta pagal eksperimentinių bandymų rezultatus. Struktūra buvo sudaryta tokia, kad būtų gaunami geriausi prognozavimo rezultatai. Neuronų tinklo struktūrą sudaro trys paslėptieji sluoksniai (4.7 pav.). Struktūrą galima keisti, keičiant neuronų kiekį kiekviename paslėptajame sluoksnyje. Pirmajame paslėptajame sluoksnyje yra 18 neuronų, viso tyrimo metu šis skaičius išlaikytas nekintantis. Pirmojo paslėptojo sluoksnio neuronų skaičius yra dvigubai didesnis nei įėjimo neuronų. Antrojo ir trečiojo paslėptųjų sluoksnių neuronų skaičiai buvo keičiami nuo 0 iki 15 neuronų. 0 neuronų reiškia, kad sluoksnio nėra iš viso. Dirbtinių neuronų tinklo struktūra, labiausiai tinkanti uždaviniui spręsti, buvo parinkta eksperimentiškai.

Visuose trijuose paslėptuosiuose sluoksniuose naudojama pati hiperbolinio tangento aktyvacijos funkcija. Neuronų tinklo įėjimo sluoksnį sudaro 9 neuronai, išėjimo sluoksnį – 2 neuronai, kurie yra skirti  $S_{21}(f)$  perdavimo koeficiento dažninės charakteristikos ir  $S_{11}(f)$  atspindžio koeficiento dažninės charakteristikos prognozei.



**4.7 pav.** Tiesioginio sklidimo neuronų tinklo struktūra

**Fig. 4.7.** Structure of the feed-forward neural network

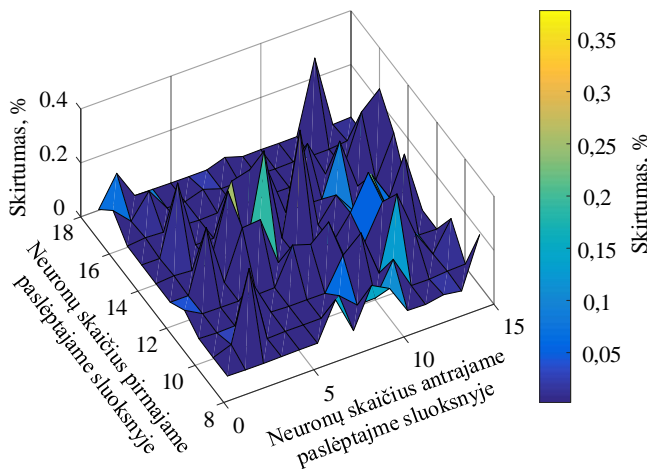
Išėjimo sluoksnyje taip pat taikoma hiperbolinio tangento aktyvacijos funkcija. Neuronų tinklui apmokyti taikomas atgalinio sklidimo (angl. *back propagation*) metodas. Neuronų tinklo apmokymas su kiekvienu pavyzdžiu inicijuotas ne mažiau kaip 20 kartų, tolesnei analizei išsirenkant apmokytą neuronų tinklą, pateikiantį mažiausias paklaidas. Mokymo metu stebima mažiausia gaunama mokymo klaida ir lyginami rezultatai su Sonnet<sup>®</sup> programine įranga gautomis charakteristikomis.

Duomenų rinkinys, reikalingas neuronų tinklui apmokyti, surinktas naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinę įrangą. Hibridinės meandrinės linijos matmenys, naudoti modeliavimo metu, yra šie: laidininkų žingsnis  $L = 1,5$  mm, tarpai tarp laidininkų  $l = 0,4$  mm, laidininko storis  $t = 0,35$   $\mu$ m, atstumas (tarpas) tarp meandro elektrodų ir ekrano  $w_2 = 0,6$  mm, spiralinių kraštinių posūkių induktyvumas nuo 0 iki 30 nH. Keičiant induktyvumo reikšmes naudojamas 2 nH žingsnis. Hibridinės meandrinės linijos parametrai buvo skaičiuojami dažnių ruože nuo 0 iki 5 GHz, dažnis buvo keičiamas kas 0,02 GHz. Hibridinės meandrinės struktūros pagrindui pasirinkta FR-4 dielektrinė medžiaga. Tam tikri dirbtinių neuronų įvesties parametrai, tokie kaip laidininkų žingsnis  $L$ , laidininkų storis  $l$  ir kt. (4.7 pav.), yra nekintantys, kadangi naudojama dirbtinių neuronų tinklo struktūra sudaryta numatant galimybę išplėsti neuroninio tinklo galimybes apmokymui panaudojant skirtingus struktūrinius (geometrinius) parametrus turinčių meandrinų vėlinimo linijų duomenis.

Sonnet<sup>®</sup> programinis paketas panaudotas  $S$  parametrų charakteristikoms apskaičiuoti. Skaičiuojamos buvo  $S_{21}(f)$  ir  $S_{11}(f)$  charakteristikos. Skirtingos charakteristikos buvo gautos keičiant kraštinių ričių induktyvumą. Gauti parametrų rinkiniai buvo paskirstyti apmokymui, validavimui ir testavimui. Apmokymui skirta 70 % duomenų rinkinių, o validavimui ir testavimui skirta po 15 % likusių duomenų rinkinių.

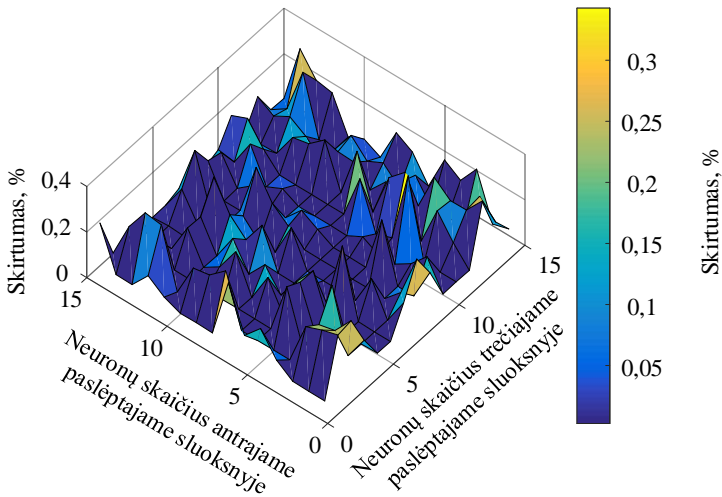
Kiekvieną duomenų rinkinį sudaro  $1 \times 9$  dydžio įvesties matrica ir  $1 \times 2$  tikslo matrica. Naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinį paketą sugeneruota 250 tokių duomenų rinkinių. Todėl įvesties ir išvesties matricių dydžiai atitinkamai yra  $9 \times 250$  ir  $2 \times 250$ . 175 duomenų rinkiniai buvo panaudoti neuronų tinklui apmokyti, 38 rinkiniai naudoti patikrai ir 37 rinkiniai buvo panaudoti testavimui. Testavimo metu neuronų tinklui yra pateikiami unikalūs duomenys, kurie nenaudojami apmokymo ir patikros metu. Taip siekiama išvengti tinklo permokymo.

Naudotas standartinis Matlab programinėje įrangoje nustatytas epochų skaičius, kuris yra lygus 1000. Vidutinės kvadratinės paklaidos (MSE) metodas buvo taikomas atliekant dirbtinių neuronų tinklo patikrą. Kiti patikros metodai šiuo atveju nebuvo nagrinėti. Patikrinimui naudojama vidutinės kvadratinės paklaidos vertė lygi  $10^{-4}$ . Tiesioginio sklidimo dirbtinio neuronų tinklo patikra taikant vidutinės kvadratinės paklaidos metodą vykdoma keičiant ryšių tarp neuronų svorio koeficientus tol, kol yra pasiekiamas norimas tikslumas pagal nurodytą vidutinę kvadratinę paklaidą.



**4.8 pav.** Tiesioginio sklidimo dirbtinių neuronų tinklo patikros rezultatai, kai tinklas turi du paslėptuosius neuronų sluoksnius

**Fig. 4.8.** Results of the validation of the feed-forward neural network when the network has two hidden layers



**4.9 pav.** Tiesioginio sklidimo dirbtinių neuronų tinklo patikros rezultatai, kai tinklas turi tris paslėptuosius neuronų sluoksnius. Pirmąjį sluoksnį sudaro 18 neuronų

**Fig. 4.9.** Results of the validation of the feed-forward neural network when the network has three hidden layers. The first layer consists of 18 neurons

Siekiant iširti neuronų tinklo struktūros įtaką prognozavimo rezultatams, sudarytos skirtingos neuronų tinklo konfigūracijos. Kiekvienai konfigūracijai atliktas tinklo apmokymas, validavimas ir testavimas. Vidutinės kvadratinės paklaidos vertės (procentine išraiška), kai tiesioginio sklidimo neuronų tinklą sudaro du paslėptieji sluoksniai, o neuronų skaičius kintamas, pavaizduotos 4.8 paveiksle.

Iš 4.8 paveiksle pateiktų duomenų yra matyti, kad nulinė vidutinės kvadratinės paklaidos procentinė vertė reiškia, jog buvo pasiekta  $10^{-4}$  vertė. Jeigu numatytas parametras nebuvo pasiektas, tai reiškia, kad tinklo apmokymas buvo nesėkmingas. Geriausi patikros rezultatai pasiekiami, kai pirmasis paslėptasis sluoksnis turi 18 neuronų (antrojo paslėptojo neuronų sluoksnio neuronų skaičius buvo keičiamas nuo 1 iki 15).

Dirbtinių neuronų tinklas buvo tirtas padidinus paslėptųjų neuronų sluoksnių skaičių iki 3. Remiantis patikros rezultatais, pateiktais 4.8 paveiksle, buvo pasirinkta, kad pirmąjį sluoksnį turėtų sudaryti 18 neuronų (geriausi patikros rezultatai tinklui su dviem paslėptaisiais sluoksniais), nes gaunama mažiausia paklaida.

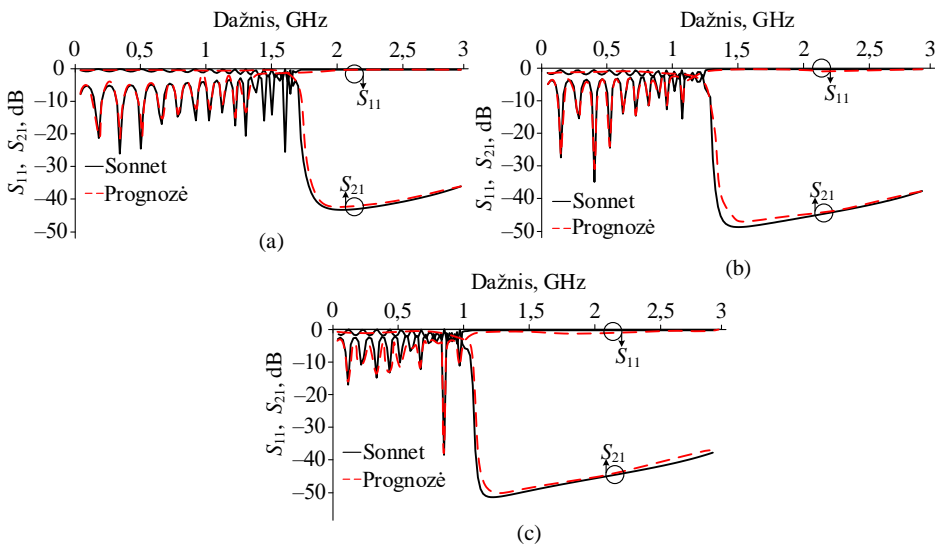
Norint įsitikinti rezultatų teisingumu buvo pridėtas ir trečias paslėptasis sluoksnis, gauti analizės rezultatai pateikiami 4.9 paveiksle. Mažiausia paklaida buvo gauta, kai pirmąjį sluoksnį sudarė 18 neuronų, antrąjį sluoksnį sudarė 14 neuronų, o trečiąjį sluoksnį sudarė 2 neuronai.

#### 4.1.5. Rezultatų prognozavimas naudojant tiesioginio sklidimo neuronų tinklą

Rezultatams prognozuoti naudojami  $S_{11}(f)$  ir  $S_{21}(f)$  parametų dažninių charakteristikų rezultatai gauti naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinę įrangą. Rezultatai, gauti naudojant tiesioginio sklidimo neuronų tinklą, buvo lyginami su modeliavimo Sonnet<sup>®</sup> rezultatais.  $S_{11}(f)$  ir  $S_{21}(f)$  dažninių charakteristikų prognozavimas atliekamas trimis atvejais, kai trumpiklių induktyvumas yra lygus 10 nH, 18 nH ir 27 nH.

Hibridinės meandrinės linijos  $S$  parametų dažninių charakteristikų, gautų naudojant dirbtinių neuronų tinklą (DNT) ir gautų modeliuojant liniją momentų metodu (Sonnet<sup>®</sup>), palyginimas pateikiamas 4.10 paveiksle. Mažiausias vidutinis skirtumas tarp apskaičiuotų (modeliuotų) ir prognozuotų  $S_{11}(f)$  ir  $S_{21}(f)$  parametų dažninių charakteristikų nėra didelis. Mažiausias vidutinis skirtumas yra 6,74 %  $S_{11}(f)$  dažninei charakteristikai ir 4,79 %  $S_{21}(f)$  dažninei charakteristikai, kai naudota  $18 \times 15 \times 4$  neuronų tinklo struktūra atvejui, kai spiraliniai kraštiniai induktyvumai lygūs 10 nH.

Rezultatai, gauti, kai induktyvumai yra lygūs 18 nH, pateikiami 4.10 paveiksle b.

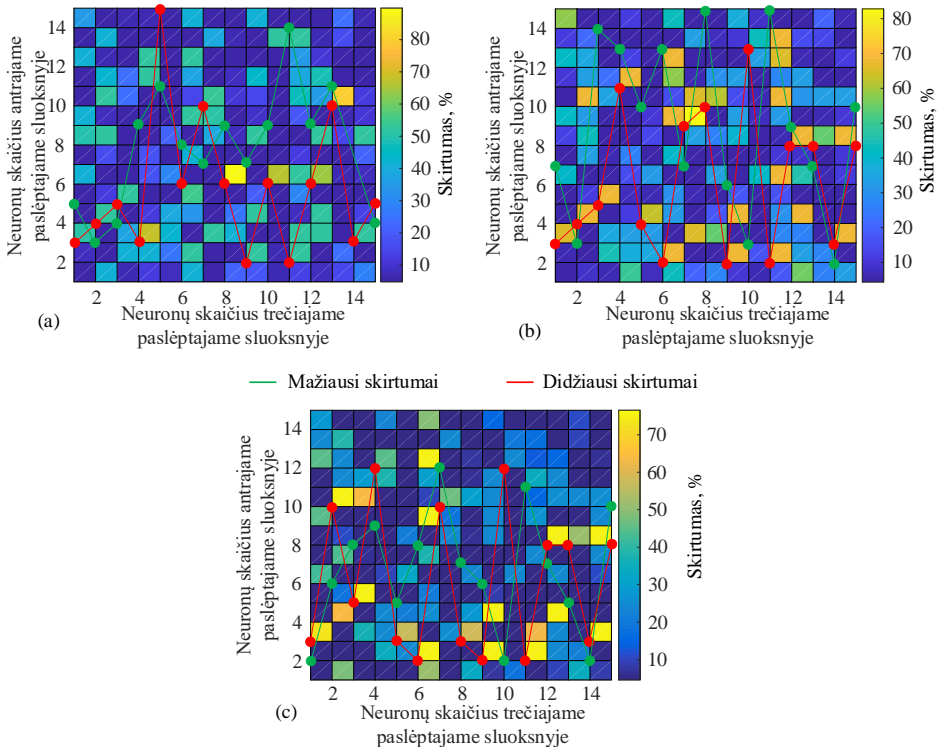


**4.10 pav.** Hibridinės meandrinės linijos  $S$  parametų dažninių charakteristikų modeliavimo ir prognozavimo palyginimas, kai induktyvumai lygūs 10 nH (a), 18 nH (b) ir 27 nH (c)

**Fig. 4.10.** Comparison of calculated and predicted  $S$ -parameter results of the hybrid meander line when inductivity is equal to 10 nH (a), 18 nH (b) and 27 nH (c)

Mažiausias vidutinis skirtumas tarp apskaičiuotų ir prognozuotų  $S$  parametru dažninių charakteristikų rezultatų gautas, kai naudota  $18 \times 10 \times 3$  neuronų tinklo struktūra. Mažiausias vidutinis skirtumas  $S_{11}(f)$  koeficiento dažninei charakteristikai gautas 6,92 %, o  $S_{21}(f)$  koeficiento dažninei charakteristikai 4,76 %. Didžiausias skirtumas gautas naudojant  $18 \times 7 \times 9$  neuronų tinklo struktūrą. Didžiausias vidutinis skirtumas  $S_{11}(f)$  koeficiento dažninei charakteristikai šiuo atveju gautas 81,90 %, o  $S_{21}(f)$  koeficiento dažninei charakteristikai 83,7 %.

Rezultatai, kai induktyvumai yra lygūs 27 nH, pateikiami 4.10 paveiksle, c. Mažiausias vidutinis skirtumas tarp apskaičiuotų ir prognozuotų  $S$  parametru dažninių charakteristikų rezultatų gautas, kai buvo naudojama  $18 \times 14 \times 2$  neuronų tinklo struktūra. Mažiausias vidutinis skirtumas  $S_{11}(f)$  koeficiento dažninei charakteristikai gautas 6,53 %, o  $S_{21}(f)$  koeficiento dažninei charakteristikai 4,64 %.



**4.11 pav.** Ryšiai tarp neuronų skaičiaus tiesioginio sklaidimo neuronų tinklo paslėptuosiuose sluoksniuose ir prognozavimo rezultatų, kai induktyvumai 10 nH (a), 18 nH (b) ir 27 nH (c)

**Fig. 4.11.** Relationship between the number of neurons in the hidden layers of the feed-forward backpropagation network and the prediction results when the inductance is equal to 10 nH (a), 18 nH (b) and 27 nH (c)

Didžiausias skirtumas gautas naudojant  $18 \times 15 \times 8$  neuronų tinklo struktūrą ir yra lygus 84,48 %  $S_{11}(f)$  koeficiento dažninei charakteristikai ir 76,5 %  $S_{21}(f)$  koeficiento dažninei charakteristikai.

Išnagrinėjus modeliuotų ir prognozuotų  $S_{11}(f)$  ir  $S_{21}(f)$  koeficientų dažninių charakteristikų rezultatus, galima matyti, kad ribiniai dažniai  $S_{11}(f)$  ir  $S_{21}(f)$  parametrų dažninėms charakteristikoms  $-3$  dB lygyje yra tokie patys.

Tiesioginio sklidimo neuronų tinklo neuronų skaičiaus paslėptuosiuose sluoksniuose įtaka  $S$  parametrų dažninių charakteristikų rezultatams pateikta 4.11 paveiksle. Didžiausias skirtumas tarp apskaičiuotų (modeliuojant Sonnet<sup>®</sup> programine įranga) ir prognozuotų (naudojant dirbtinių neuronų tinklą) rezultatų gautas, kai hibridinėje meandrinėje linijoje buvo naudojami 18 nH induktyvumai. Didžiausias vidutinis skirtumas tarp modeliavimo rezultatų gautas 82,8 %. Šis skirtumas gautas, kai naudota  $18 \times 7 \times 9$  neuronų tinklo struktūra (4.11 pav., b). Tokia DNT struktūra reiškia, kad pirmajame paslėptajame sluoksnyje buvo naudota 18 neuronų, antrajame – 7, o trečiajame – 9.

Mažiausias skirtumas tarp modeliavimo metu suskaičiuotų  $S$  parametrų rezultatų ir rezultatų, gautų prognozuojant  $S$  parametrus, gautas naudojant  $18 \times 14 \times 2$  neuronų tinklo struktūrą (18 neuronų pirmajame paslėptajame sluoksnyje, 14 neuronų antrajame paslėptajame sluoksnyje, 2 neuronai trečiajame paslėptajame sluoksnyje), kai hibridinėje meandrinėje linijoje buvo naudojami 27 nH induktyvumai (4.11 pav., c). Šių minimalių skirtumų įtaka HML veikimui yra sąlygiškai nedidelė.

Dažninių charakteristikų prognozavimas yra daug spartesnis procesas, lyginant su charakteristikų modeliavimu, naudojant specializuotą programinę įrangą (tiriamuoju atveju Sonnet<sup>®</sup>). Modeliavimai ir skaičiavimai buvo atliekami naudojant kompiuterį, turintį tokius parametrus: Intel Core i7-2820QM @ 2,30 GHz procesorius; 16 GB RAM operatyvioji atmintis, NVIDIA<sup>®</sup> GeForce<sup>®</sup> GT 630 2 GB RAM vaizdo plokštė. Naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinę įrangą skaičiavimai truko 8 valandas, o naudojant DNT prognozavimas truko 63 s. Tinklo apmokymas užtruko mažiau nei 127,43 sekundes.

## 4.2. Puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų parametrų prognozavimas

Klasikinių skaitinių metodų taikymas mikrobangų filtrų parametrms skaičiuoti užima daug laiko. Tai ypač juntama, jeigu derinant mikrobangų sistemą skaičiavimus reikia atlikti kelis kartus. Dėl ilgo elektrodinaminio modelio paruošimo ir skaičiavimo laiko skaitiniai metodai netinka realiojo laiko sistemose, todėl tikslinga tirti metodus, kurie padėtų sumažinti skaičiavimų trukmę.

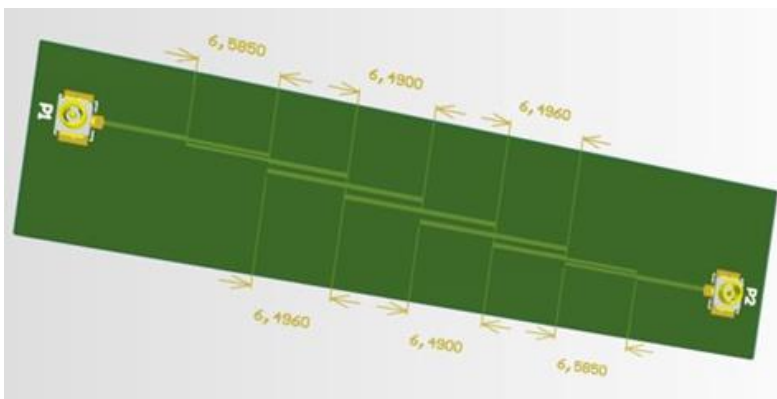
Poskyryje aptariama tiriamojo puslaidininkinio juostinio mikrojuostelinio filtro struktūra, dirbtinių neuronų tinklų sudarymo ir apmokymo procesas. Tiriamasis puslaidininkinis juostinis mikrojuostelinis filtras modeliuojamas naudojant specializuotą kompiuterinę programinę įrangą. Charakteristikų prognozei naudojami kompiuterinio modeliavimo metu gauti juostinio filtro  $S$  parametrai. Atlikus prognozavimą neuronų tinklu, gauti  $S$  parametru rezultatai lyginami su Sonnet<sup>®</sup> skaičiavimų rezultatais.

#### 4.2.1. Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro sudarymas

Tyrimui ir analizei yra naudojamas lygiagrečių pusės bangos rezonatorių puslaidininkinis mikrojuostelinis juostinis filtras. Naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinę įrangą yra modeliuojamos  $S$  parametru dažninės charakteristikos, reikalingos neuroniniam tinklui apmokyti. Modeliuojamas 3,5 GHz 5-os eilės Čebyševio filtras su 0,1 dB deviacija, pralaidumo juostos apatinis ribinis dažnis yra 3,17 GHz, o viršutinis ribinis dažnis yra 3,87 GHz (4.12 pav.).

p-Ge puslaidininkis, kurio santykinė dielektrinė skvarba  $\epsilon_r = 16,2$ , buvo panaudotas mikrojuostelinio filtro pagrindui. Puslaidininkinio MJF  $S$  parametrai priklauso nuo jo struktūrinių parametru, MJF darbo dažnio ir naudojamų medžiagų. Pagrindiniai tokio tipo MJF struktūriniai parametrai yra rezonatoriaus plotis ( $W_j$ ), rezonatoriaus ilgis ( $l_j$ ) ir tarpas tarp gretimų rezonatorių ( $s_j$ ).

Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro struktūriniai parametrai yra skaičiuojami taikant klasikinį matematinį metodą, apskaičiuojant kompleksines lyginių ir nelyginių bangų varžas.



4.12 pav. 3,5 GHz puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro struktūra

Fig. 4.12. Structure of 3.5 GHz semiconductor microstrip bandpass filter

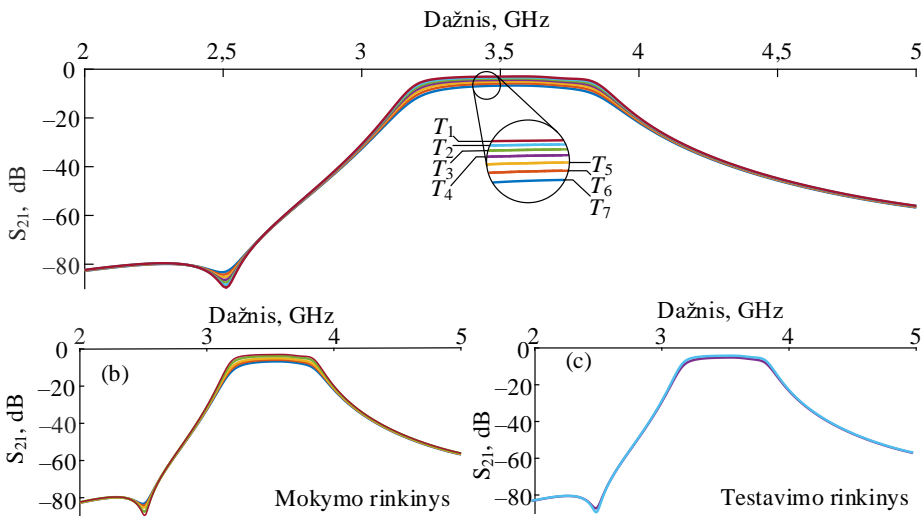


Minimas metodas leidžia apskaičiuoti struktūrinius puslaidininkinio MJF parametrus įvertinant rezonatorių pločio ir aukščio santykius bei rezonatorių ilgį, pasinaudojant pagrindo dielektrinės skvarbos ir aukščio duomenimis. Metodas plačiau aptariamas nagrinėjant pusės bangos ilgio matematinį MJF modelį ant puslaidininkinio pagrindo (2.1.1 poskyris).

Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro elektrinės charakteristikos labai priklauso nuo temperatūros  $T$ , nes puslaidininkinio pagrindo parametrai dėl medžiagos savybių labai priklauso nuo temperatūros  $T$ . Puslaidininkinių krūvininkų judris  $\mu$  keičiasi priklausomai nuo temperatūros  $T$  ir puslaidininkinio legiravimo lygio – krūvininkų tankio  $N$ . Tai lemia pasikeitimus puslaidininkinio laidyje  $\sigma$  (Cao et al., 2011):

$$\sigma(T) = eN\mu(T), \quad (4.1)$$

čia  $e$  – elektrono krūvis,  $T$  – temperatūra kelvinais,  $N$  – krūvininkų tankis.



**4.13 pav.** p-Ge puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro  $S_{21}$  perdavimo koeficiento priklausomybės nuo dažnio  $f$ , charakteristikos gautos naudojant Sonnet<sup>®</sup> (a), DNT apmokyti skirti rinkiniai (b), DNT testuoti skirti rinkiniai (c),

kai  $N_a - N_d = 2.7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ,  $T_1 = 350 \text{ K}$ ,  $T_2 = 325 \text{ K}$ ,  $T_3 = 300 \text{ K}$ ,  $T_4 = 275 \text{ K}$ ,  $T_5 = 250 \text{ K}$ ,  $T_6 = 225 \text{ K}$ ,  $T_7 = 200 \text{ K}$

**Fig. 4.13.**  $S_{21}$  transfer coefficient dependency on frequency  $f$  of p-Ge semiconductor bandpass filter modelled with Sonnet<sup>®</sup> software on p-Ge substrate (a), set for artificial neural network training (b), set for artificial neural network testing (c),

where  $N_a - N_d = 2.7 \cdot 10^{16} \text{ m}^{-3}$ ,  $T_1 = 350 \text{ K}$ ,  $T_2 = 325 \text{ K}$ ,  $T_3 = 300 \text{ K}$ ,  $T_4 = 275 \text{ K}$ ,  $T_5 = 250 \text{ K}$ ,  $T_6 = 225 \text{ K}$ ,  $T_7 = 200 \text{ K}$

p-Ge puslaidininkio judrio duomenys esant skirtingoms temperatūroms buvo paimti iš puslaidininkio charakteristikų, esant skirtingiems legiravimo lygiams, t. y. skirtingoms  $N$  ( $\text{cm}^{-3}$ ) vertėms (Golikova et al., 1962). p-Ge puslaidininkio judrio duomenys buvo naudojami apskaičiuojant laidumo verčių aibę.

p-Ge puslaidininkinio MJF struktūra modeliuojama naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinę įrangą. Tyrimų metu buvo naudojami tokie parametrai: p-Ge puslaidininkio pagrindo laidis –  $\sigma$ , santykinė dielektrinė skvarba –  $\epsilon_r$  ir puslaidininkinio pagrindo aukštis –  $h$ .

Puslaidininkinio MJF  $S_{21}$  koeficiento charakteristikų grupė yra sugeneruojama kiekvienam legiravimo lygiui, esant skirtingoms temperatūroms  $T$  (4.13 pav., a). Naudojant šiuos charakteristikų duomenis yra paruošiami duomenų rinkiniai, kurie bus naudojami DNT apmokyti. Dažninių charakteristikų kreivių šeima yra padalinama į apmokymams skirtą rinkinį ir testavimo rinkinį (4.13 pav., b ir c). Testavimo rinkinys nėra naudojamas neuronų tinklo apmokymo metu, todėl charakteristikų duomenys neuronų tinklui bus unikalūs. Taip siekiama išvengti tinklo permokymo.

#### 4.2.2. Neuronų tinklo apmokymas

Tiesioginio sklidimo neuronų tinklas gali būti apmokytas funkcijoms aproksimuoti. Šiam uždaviniui spręsti sudaromas neuronų tinklas su trimis paslėptaisiais neuronų sluoksniais (4.14 pav.). Neuronų skaičius sluoksniuose parenkamas empiriškai, teorinių eksperimentų metu. Taip pat atsižvelgiama į rezultatus, gautus sudarant dirbtinių neuronų tinklą meandrinės vėlinimo linijos dažninėms charakteristikoms prognozuoti (4.1 poskyryje atliktas tyrimas).

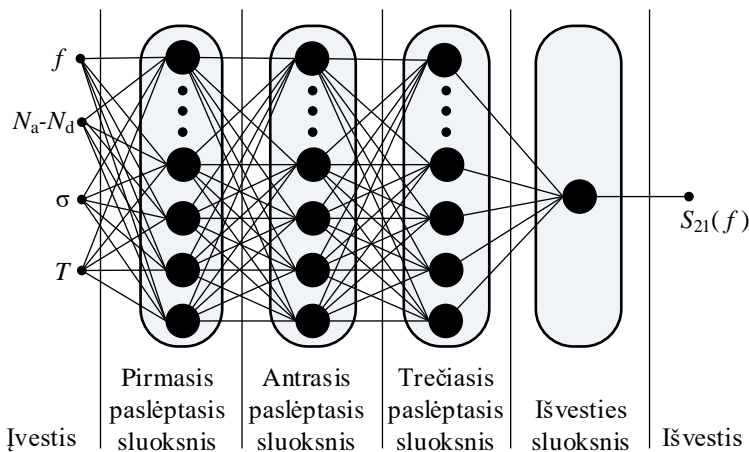
Galutinėje dirbtinių neuronų tinklo struktūroje tris paslėptuosius sluoksnius atitinkamai sudaro 18, 18 ir 50 neuronų. Visiems trimis sluoksniams buvo panaudota hiperbolinio tangento aktyvavimo funkcija. DNT įėjimo sluoksnį sudaro 4 neuronai, kiekvienas jų skirtas juostinio mikrobangų filtro įėjimo parametrui: dažniui, puslaidininkinio pagrindo krūvininkų tankiui, puslaidininkio laidumui ir temperatūrai. Išėjimo sluoksnis turi vieną neuroną, skirtą  $S_{21}$  koeficiento dažninėms charakteristikoms prognozuoti. Perdavimo koeficientas  $S_{21}$  yra pagrindinė mikrobangų filtrus apibūdinanti charakteristika, iš kurios galime nustatyti darbo dažnių juostos režius ir darbo dažnių juostos plotį.

Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro  $S$  parametrai yra skaičiuojami naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinę įrangą. Rezultatų aibę gaunama atliekant modeliavimą su skirtingomis puslaidininkinio pagrindo laidumo vertėmis. Iš viso buvo sudaryta 18 duomenų rinkinių. Vieną rinkinį sudaro  $S_{21}$  koeficiento vertės, dažnis, laidumas, krūvininkų tankis  $N$  ir temperatūra  $T$ . Kiekvienas duomenų rinkinys susideda iš  $4 \times 301$  dydžio įvesties matricos ir  $1 \times 301$  tikslo matricos. Apie 70 % surinktų duomenų buvo naudojama neuronų tinklui apmokyti, apie 15 %

buvo naudojama apmokymui validuoti ir apie 15 % buvo naudojama testuoti. Testuoti buvo naudojami 4 duomenų rinkiniai. Bendras matricos, naudotos neuronų tinklui apmokyti, dydis buvo  $4 \times 4214$ , o tikslo matricos dydis  $1 \times 4214$  (14 duomenų rinkinių buvo naudojama tinklui apmokyti ir validuoti).

Neuronų tinklas sudaromas ir jo apmokymas atliekamas naudojant Matlab™ programinę įrangą. Tinklui apmokyti naudojamas epochų skaičius yra 15 000. Atliekant dirbtinių neuronų tinklų patikrą taikomas vidutinės kvadratinės paklaidos (MSE) metodas. Patikrinimui naudojama vidutinės kvadratinės paklaidos vertė lygi  $10^{-4}$ . Mažiausiųjų kvadratų (angl. *Mean Squared Error* – MSE) ir kvadratinės šaknies mažiausiųjų kvadratų (angl. *Root Mean-Square Error* – RMSE) metodai buvo pasirinkti prognozavimo tikslumui įvertinti.

Dirbtinių neuronų tinklą galima apmokyti skirtingais metodais, kurie yra pritaikyti skirtingo tipo užduotims spręsti. Tinkamo metodo parinkimas puslaidininkinio filtro parametrų dažninėms charakteristikoms prognozuoti yra problema, kurią reikia spręsti, kadangi nuo to priklauso filtro elektrinių parametrų prognozavimo rezultatų tikslumas. Filtro elektrinių parametrų prognozavimas atliktas taikant šiuos apmokymo metodus: atsparaus atgalinio sklaidimo (RB, angl. *Resilient Backpropagation*), vieno žingsnio sekanto (OSS, angl. *One Step Secant*), gradientinis (SCG, angl. *Scaled Conjugat Gradient*) ir BFGS Quasi-Newton (BFGS). Šie apmokymo algoritmai atrinkti remiantis pasirinkto neuronų tinklo apmokymo dokumentacijos rekomendacijomis. Su kiekvienu apmokymo algoritmu neuronų tinklo apmokymas inicijuotas kelis kartus, išrenkant mažiausias prognozavimo klaidas turintį pavyzdį.



**4.14 pav.** Tiesioginio sklaidimo dirbtinių neuronų tinklo struktūra, kurią sudaro 3 paslėptieji sluoksniai

**Fig. 4.14.** Structure of feed-forward artificial neural network with three hidden layers

Nėra universalaus apmokymų metodo, kuris leistų tinkamai apmokyti neuronų tinklą, kadangi metodo efektyvumas priklauso nuo daugelio faktorių: problemos sudėtingumo, mokymams naudojamos duomenų aibės svorių ir skaičiaus bei kitų. Taip pat tai priklauso nuo pačios problemos pobūdžio, t. y. ar problema yra funkcijos aproksimavimas (regresinio tipo problema) ar dėsningumą atpažinimas (klasifikavimo tipo problema).

RB ir SCG metodai laikomi tinkamais, kai reikia apmokyti didelės struktūros DNT, kadangi šie metodai reikalauja nedaug atminties ir veikia sparčiau lyginant su klasikiniiais gradientinio nusileidimo metodais. BFGS metodo taikymas taip pat yra greitas, tačiau ne toks efektyvus apmokant didesnius tinklus, kadangi skaičiavimai reikalauja daugiau atminties ir laiko. OSS metodas galėtų užpildyti spragą, atsirandančią tarp sparčių ir daug atminties bei laiko reikalaujančių metodų. Šis algoritmas veikia greičiau ir reikalauja mažiau atminties, lyginant su BFGS metodu.

Neuronų tinklas buvo apmokytas naudojant visus šiuos keturis algoritmus. Apmokytų tinklų galimybės prognozuoti puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro  $S_{21}$  koeficiento dažnines charakteristikas buvo įvertintos naudojant 4 testuoti skirtus duomenų rinkinius, kurie nebuvo naudoti tinklui apmokyti. Buvo skaičiuojamos MSE ir RMSE paklaidos prognozavimo tikslumui įvertinti.

### **4.2.3. Puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro S parametrų prognozavimo galimybių įvertinimas**

Prognozuojamos puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro  $S_{21}$  koeficiento dažninės charakteristikos, kurios buvo gautos, naudojant tiesioginio sklidimo dirbtinių neuronų tinklus. Gauti prognozės rezultatai buvo palyginti su modeliavimų rezultatais, gautais naudojant Sonnet<sup>®</sup> programinę įrangą.

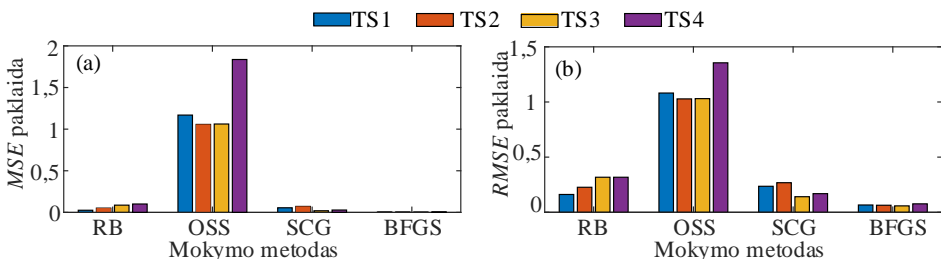
p-Ge puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro  $S_{21}$  koeficientų dažnių charakteristikų prognozavimas yra pastebimai greitesnis, lyginant su klasikiniiais elektromagnetinio modeliavimo metodais, todėl gali būti naudojamas, kai atsiranda poreikis greitai prognozuoti parametrus laike. Tokį metodą galima taikyti realiojo laiko kintamųjų parametrų mikrobangų sistemose, kur parametrus reikia keisti mikrobangų įtaisų darbo metu. Modeliuojant puslaidininkinį mikrojuostelinį filtrą Sonnet<sup>®</sup>, charakteristikų skaičiavimai trunka vidutiniškai 12,5 minutės vienam duomenų rinkiniui, todėl sugeneruoti visas šioje analizėje naudojamas charakteristikas užtruko 3,75 val. (tik skaičiavimai, be struktūros paruošimo). Neuronų tinklo apmokymo trukmė priklauso nuo naudojamo apmokymo algoritmo. Naudojant RB, OSS ir SCG apmokymas truko iki 60 s. Naudojant BFGS apmokymų algoritmą apmokymų trukmė buvo gana nepastovi, paprastai iki 11 minučių. Testavimo metu atliekamas prognozavimas vienam duomenų rinkiniui trunka iki 1 s.

Dažninių charakteristikų prognozavimas buvo atliekamas naudojant 4 skirtingus duomenų rinkinius. TS1 ir TS2 duomenų rinkiniai buvo suskaičiuoti, kai krūvininkų tankis  $N_a - N_d = 1,2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , o temperatūra  $T_1 = 275 \text{ K}$  ir  $T_2 = 325 \text{ K}$ . Puslaidininkinio pagrindo laidumas, esant šiems parametrams, yra  $\sigma_1 = 0,24944 \text{ S}$  TS1 atveju ir  $\sigma_2 = 0,19325 \text{ S}$  TS2 atveju. Trečiasis ir ketvirtasis duomenų rinkiniai TS3 ir TS3 buvo apskaičiuoti naudojant krūvininkų tankį  $N_a - N_d = 2,7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  ir atitinkamai  $T_3 = 275 \text{ K}$  ir  $T_4 = 325 \text{ K}$  temperatūras. Puslaidininkinio pagrindo laidumas, esant šiems parametrams, yra  $\sigma_3 = 0,07340 \text{ S}$  TS3 atveju ir  $\sigma_2 = 0,005601 \text{ S}$  TS4 atveju. MSE ir RMSE paklaidos visiems keturiems testavimo rinkiniams pateiktos 4.15 paveiksle.

Testavimo paklaidos apmokius DNT, RB ir SCG apmokymo metodais yra sąlygiškai mažos. Vidutinė MSE paklaida yra 0,066 ir 0,044 atitinkamai taikant RB ir SCG mokymo metodus. Vidutinė RMSE paklaidos vertė apmokant šiais metodais atitinkamai yra 0,256 taikant RB metodą ir 0,203 taikant SCG metodą. SCG metodas iš šių dviejų metodų rodo geresnius prognozavimo rezultatus.

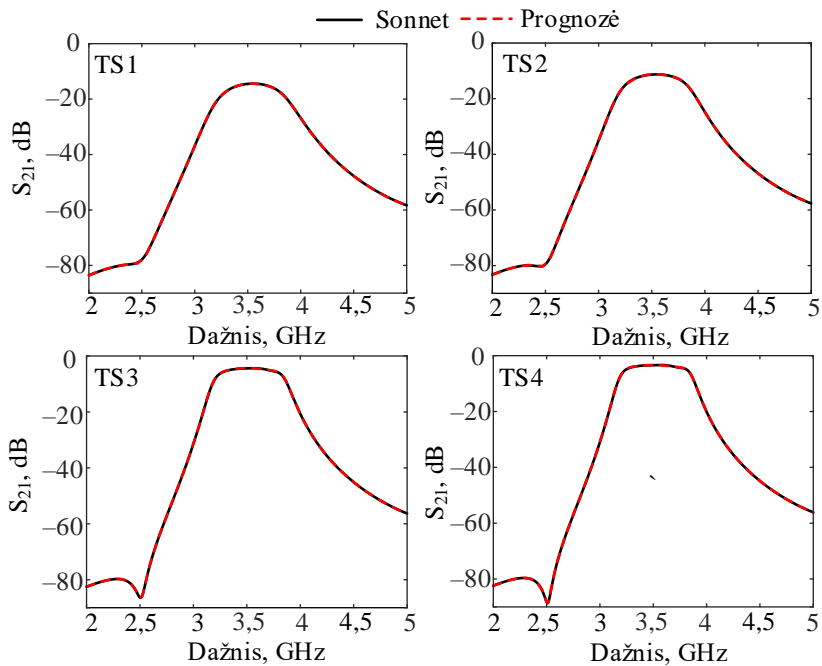
Prasčiausi prognozavimo rezultatai gauti apmokius tinklą OSS metodu. Didžiausia MSE paklaida gauta TS4 testavimo rinkiniui ir yra lygi 1,836. Beveik dvigubai didesnė nei 1,057, kuri buvo gauta TS2 testavimo rinkiniui. Vidutinė MSE prognozavimo paklaida gauta 1,281, o RMSE paklaida 1,1237. Šiuo atveju RMSE paklaida buvo mažesnė už MSE visiems 4 testavimo atvejams.

Geriausi prognozavimo rezultatai gauti apmokius tinklą BFGS Quasi-Newton apmokymų metodu (4.16 pav.). Vidutinė MSE ir RMSE paklaidos gautos atitinkamai 0,0044 ir 0,055. Mažiausia MSE paklaida gauta prognozuojant TS3 rezultatus ir buvo lygi 0,0034, o mažiausia RMSE paklaida buvo 0,058, gauta taip pat TS3 rinkiniui. Šiuo atveju gautas didžiausias skirtumas tarp MSE ir RMSE paklaidų. RMSE paklaida nuo 13 iki 17 kartų didesnė lyginant su RMSE visiems testavimo atvejams. Apokius kitais metodai šis skirtumas yra 3–7 kartai.



4.15 pav. MSE (a) ir RMSE (a) paklaidos keturiems testavimo atvejams

Fig. 4.15. MSE (a) and RMSE (a) error results for four test sets



4.16 pav. Dažniųjų charakteristikų TS1–TS4 rinkinių prognozavimas apmokius tinklą BFGS Quasi-Newton apmokymų metodu

Fig. 4.16. Prediction results for frequency response for TS1–TS4 data sets after training network with BFGS Quasi-Newton method

### 4.3. Ketvirtojo skyriaus išvados

1. Tiesioginio sklaidimo dirbtinių neuronų tinklus galima naudoti hibridinių meandrinių linijų  $S$  parametų dažninėms charakteristikoms prognozuoti. Mažiausias skirtumas tarp apskaičiuotų ir prognozuotų koeficientų verčių yra 6,74 %  $S_{11}$  koeficiento ir 4,79 %  $S_{21}$  koeficiento priklausomybėms nuo dažnio.
2. Naudojant tiesioginio sklaidimo neuronų tinklą atliktas hibridinės meandrinės linijos charakteristikų prognozavimas yra daug spartesnis, lyginant su specializuota programine įranga Sonnet<sup>®</sup>. Skaičiavimo trukmė buvo 8 valandos, o prognozuojant  $S$  parametrus, kai naudojamas dirbtinių neuronų tinklas, procesas užtruko 63 sekundes, tinklo apmokymas truko mažiau nei 127,43 sekundes.

3.  $S$  parametrų hibridinės meandrinės linijos prognozavimas, naudojant dirbtinių neuronų tinklą, yra spartesnis 457,14 kartų nei skaičiavimas taikant specializuotą programinę įrangą.
4. Tiesioginio sklidimo dirbtinių neuronų tinklas su trimis paslėptaisiais sluoksniais ( $18 \times 18 \times 50$ ) gali būti naudojamas 3,5 GHz puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro  $S_{21}$  koeficientų dažninėms charakteristikoms prognozuoti.
5. Mažiausios klaidos  $MSE = 0,0035$  ir  $RMSE = 0,0580$  prognozuojant p-Ge puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro parametrus gautos dirbtinių neuronų tinklui apmokyti naudojant BFGS Quasi-Newton apmokymo metodą. Lyginat su RB, OSS, SCG metodais, šis metodas labiausiai tinka apmokyti tinklą, skirtą  $S_{21}$  koeficientų dažninėms charakteristikoms prognozuoti.
6. Didžiausios klaidos  $MSE = 1,8365$  ir  $RMSE = 1,3552$  prognozuojant p-Ge puslaidininkinio mikrojuostelinio juostinio filtro parametrus gautos tinklą apmokant vieno žingsnio sekanto metodu. Taikant šį metodą negaunami tikėtini  $S_{21}$  koeficientų dažninių charakteristikų prognozavimo rezultatai.





---

## Bendrosios išvados

1. Puslaidininkiniuose mikrojuosteliniuose juostiniuose filtruose plačiausias darbo dažnių ruožas  $\Delta f$  pasiektas naudojant p-Si puslaidininkį. Gautas darbo dažnių ruožas  $\Delta f \approx 1$  GHz, kai krūvininkų tankis  $N$  kinta intervale nuo  $5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  iki  $5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , nes p-Si puslaidininkio kompleksinė dielektrinė skvarba yra mažesnė nei p-Ge puslaidininkio.
2. Įterpto E7 tipo nematinių skystųjų kristalų fragmento naudojimas plokštelinės antenos su žadinimo linijos plyšiu struktūroje pagerina tokios antenos atspindžio koeficientą  $S_{11}$  nuo  $-18,04$  dB iki  $-21,76$  dB, kai antenos darbo dažnis atitinka ryšio WiFi / WiMax technologijų darbo dažnį 2,4 GHz.
3. Puslaidininkinio daugiasluoksnio bangolaidžio su InSb šerdimi darbo dažnių ruožas susiaurėja nuo 61,3 GHz iki 44,5 GHz, kai išorinio puslaidininkinio n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> sluoksnio storis kinta nuo  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$  iki  $d_2 = 100 \text{ }\mu\text{m}$ , nes išorinis n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> sluoksnis perskirsto elektromagnetinį lauką.

4. Puslaidininkiniam daugiasluoksniame bangolaidžiui su n-SiGe šerdimi mažiausias normuotasis silpimo koeficientas (0,0053) gaunamas naudojant didelės dielektrinės skvarbos cirkonio alavo titanitą ( $\epsilon'_r = 36$ ) pirmajame išoriniame sluoksnyje  $d_1$ , kai išorinio puslaidininkinio sluoksnio storis  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ .
5. Puslaidininkiniuose daugiasluoksniuose bangolaidžiuose diferencinis fazės koeficiento pokytis  $\Delta\beta = 2390,63 \text{ rad/m}$  gaunamas, kai šerdis Si puslaidininkis, o  $d_2$  sluoksnyje naudojamas grafenas, kurio elektrocheminis potencialas kinta nuo 0,15 eV iki 0,2 eV.
6. Sukurtos programos Matlab™ aplinkoje grįstos dirbtinių neuronų tinklais, jos leidžia prognozuoti hibridinės meandrinės vėlinimo linijos  $S_{11}(f)$  ir  $S_{21}(f)$  parametrų dažnines charakteristikas atitinkamai su 6,74 % ir 4,79 % paklaidomis.
7. p-Ge puslaidininkinių mikrojuostelinių juostinių filtrų  $S_{21}(f)$  koeficientų dažninės charakteristikos prognozuojamos su  $\text{MSE} = 0,0034$  ir  $\text{RMSE} = 0,0580$  paklaidomis, kai dirbtinių neuronų tinklui mokyti naudojamas BFGS Quasi-Newton mokymo algoritmas. Naudojant dirbtinių neuronų tinklus  $S_{21}$  koeficiento prognozė 5000 kartų greitesnė lyginat su elektrodinaminiais metodais.

---

## Literatūra ir šaltiniai

Ahmad, W., & Budimir, D. (2016). Switchable Filtennas with Sharp Dual Bandnotch using Looped Resonators. In *46th European Microwave Conference, EuMC* (pp. 445–448). <https://doi.org/10.1109/EuMC.2016.7824375>

Ahmed, A., Goldthorpe, I. A., & Khandani, A. K. (2015). Electrically tunable materials for microwave applications. *Applied Physics Reviews*, 2(1). <https://doi.org/10.1063/1.4906255>

Alvarez, C. N., Cheung, R., & Thompson, J. S. (2017). Performance Analysis of Hybrid Metal-Graphene Frequency Reconfigurable Antennas in the Microwave Regime. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(4), 1558–1569. <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2670327>

Al-Yasir, Y., Ojaroudi Parchin, N., Abd-Alhameed, R., Abdulkhaleq, A., & Noras, J. (2019). Recent Progress in the Design of 4G/5G Reconfigurable Filters. *Electronics*, 8(1), 114. <https://doi.org/10.3390/electronics8010114>

Andrianov, A. V., Aleshin, A. N., & Khripunov, A. K. (2017). Terahertz properties of free standing films of composites of bacterial cellulose with conducting polymer PEDOT/PSS. In *2017 42nd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)* (pp. 1–2). <https://doi.org/10.1109/IRMMW-THz.2017.8067031>

Bala, R., Marwaha, A., & Marwaha, S. (2017). Mathematical formulation of surface conductivity for graphene material. *Journal of Engineering Science and Technology*, 12(6), 1677–1684.

[https://jestic.taylors.edu.my/Vol%2012%20issue%206%20June%202017/12\\_6\\_17.pdf](https://jestic.taylors.edu.my/Vol%2012%20issue%206%20June%202017/12_6_17.pdf)

Belova-Plonienė, D., & Katkevičius A. (2021). Analysis of Frequency Characteristics of Meander Structures with Different Connecting Electrodes. In *2020 IEEE 8th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)* (pp. 1–4). <https://doi.org/10.1109/AIEEE51419.2021.9435773>

Belova-Plonienė, D., Šlegerytė, V., Plonis, D., & Katkevičius, A. (2019) Applications and Design Methods of Meander-Type Structures: A Review. In *2019 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)* (pp. 82–86). <https://doi.org/10.1109/MTTW.2019.8897246>

Bolivar, P. H., Brucherseifer, M., Rivas, J. G., Gonzalo, R., Ederra, I., Reynolds, A. L., Holker, M., & de Maagt, P. (2003). Measurement of the dielectric constant and loss tangent of high dielectric-constant materials at terahertz frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(4), 1062–1066. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2003.809693>

Bozzi, M., Pierantoni, L., & Bellucci, S. (2015). Applications of graphene at microwave frequencies. *Radioengineering*, 24(3), 661–669. <https://doi.org/10.13164/re.2015.0661>

Buriak, I. A., & Zhurba, V. O. (2016). A review of microwave metamaterial structures classifications and applications. In *2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, MSMW* (pp. 1–3). <https://doi.org/10.1109/MSMW.2016.7538118>

Cao, Y. Z., Reilzinger, S., & Zhang, Q. J. (2011). Simple and Efficient High-Dimensional Para-metric Modeling for Microwave Cavity Filters Using Modular Neural Network. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 21(5), 258–260. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2011.2127465>

Chen, S. J., Wu, L. S., & Yin, W. Y. (2013a). Effect of supporting substrate on mode characteristics of graphene-loaded rectangular waveguide. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (pp. 1–4). <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2013.6697532>

Chen, S. J., Wu, L. S., & Yin, W. Y. (2013b). Investigation on gyrotropic effect of magnetically biased graphene sheet in rectangular waveguide. In *2013 IEEE International Wireless Symposium, IWS 2013* (pp. 1–4). <https://doi.org/10.1109/IEEE-IWS.2013.6616751>

Chen, S. J., Fumeaux, C., Tung, T. T., & Losic, D. (2017). High-efficiency microwave graphene antenna. In *2017 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium & USNC/URSI National Radio Science Meeting* (pp. 317–318). <https://doi.org/10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072201>

Ciric, T., Marinkovic, Z., Dhuri, R., Pronic-Rancic, O., & Markovic, V. (2020). Hybrid Neural Lumped Element Approach in Inverse Modeling of RF MEMS Switches. *Facta Univeritatis – Series: Electronics and Energetics*, 33(1), 27–36. <https://doi.org/10.2298/FUEE2001027C>

Dash, S., Patnaik, A., & Kaushik, B. K. (2019). Performance enhancement of graphene plasmonic nanoantennas for THz communication. *IET Microwaves Antennas and Propagation*, 13(1), 71–75. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2018.5320>

- Daškevičius, V., Skudutis, J., Katkevičius, A., & Štaras, S. (2010). Simulation and Properties of the Wide-Band Hybrid Slow-Wave System. *Electronics and Electrical Engineering*, 104(8), 43–46. <https://eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/9224>
- Deng, H., Yan, Y., & Xu, Y. (2015). Tunable flat-top bandpass filter based on coupled resonators on a graphene sheet. *IEEE Photonics Technology Letters*, 27(11), 1161–1164. <https://doi.org/10.1109/LPT.2015.2413363>
- Dorkel, J. M., & Leturcq, Ph. (1981). Carrier mobilities in silicon semi-empirically related to temperature, doping and injection level. *Solid State Electronics*, 24(9), 821–825. [https://doi.org/10.1016/0038-1101\(81\)90097-6](https://doi.org/10.1016/0038-1101(81)90097-6)
- Dragoman, M., Cismaru, A., Stefanescu, A., Dinescu, A., & Dragoman, D. (2013). The electromagnetic properties of graphene in the microwave and millimeterwave spectrum. In *European Microwave Conference* (pp. 530–532). <https://doi.org/10.23919/EuMC.2013.6686709>
- Dragoman, M., Neculoiu, D., Dragoman, D., Deligeorgis, G., Konstantinidis, G., Cismaru, A., Coccetti, F., & Plana, R. (2010). Graphene for Microwaves. *IEEE Microwave Magazine*, 11(7), 81–86. <https://doi.org/10.1109/MMM.2010.938568>
- Edries, M., El-Morsy, M. A., Mohamed, H. A., Hekal, S. S., & Mansour, H. A. (2019). Literature review on radar absorbers using metamaterials. In *2019 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)* (pp. 1–4). <https://doi.org/10.23919/URSI-EMTS.2019.8931453>
- European 5G Observatory. (2023 m. vasario 13 d.) *European 5G Scoreboard*. <https://5gobservatory.eu/observatory-overview/interactive-5g-scoreboard/#EU-scoreboard>
- Feng, S., & Xue, B. (2020). Research into two photonic-integrated waveguides based on SiGe material. *Materials*, 13(8). <https://doi.org/10.3390/MA13081877>
- Ghayoula, E., Ghayoula, R., Haj-Taieb, M., Chouinard, J. Y., & Bouallegue, A. (2016). Pattern Synthesis Using Hybrid Fourier-Neural Networks for IEEE 802.11 MIMO Application. *Progress in Electromagnetics Research B*, 67, 45–58. <https://doi.org/10.2528/PIERB16021601>
- Golikova, O. A., Moizhes, B. Y., & Stilbans, L. S. (1962). Hole mobility of germanium as a function of concentration and temperature. *Soviet Physics-Solid State*, 3(10), 2259–2265.
- Gomez-Diaz, J. S., & Perruisseau-Carrier, J. S. (2012). Microwave to THz Properties of Graphene and Potential Antenna Applications. In *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)* (pp. 239–242).
- Gu, Q. (2015). *RF Tunable Devices and Subsystems: Methods of Modeling, Analysis, and Applications*. Springer. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-09924-8>
- Hamed, A., Saeed, M., Wang, Z., Shaygan, M., Neumaier, D., & Negra, R. (2019). X-Band MMIC Balanced Frequency Doubler based on Graphene Diodes. In *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)* (pp. 930–933). <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2019.8700987>

- Hammerstad, E. O. (1975). Equations for Microstrip Circuit Design. In *1975 5th European Microwave Conference* (pp. 268–272). <https://doi.org/10.1109/EUMA.1975.332206>
- Hanson, G. W. (2008). Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene. *Journal of Applied Physics*, *103*(6), 064302. <https://doi.org/10.1063/1.2891452>
- Harris, M. (2003). *Semiconductors*. In M. Golio (Ed.), *RF and Microwave Semiconductor Device Handbook* (pp. 11-1–11-14). CRC Press LLC.
- Heydari, M. B., & Samiei, M. H. V. (2020). Novel analytical model of anisotropic multi-layer cylindrical waveguides incorporating graphene layers. *Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications* *42*, 100834. <https://doi.org/10.1016/j.photonics.2020.100834>
- Hong, J. S., & Lancaster, M. J. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc. <https://doi.org/10.1002/0471221619>
- Hwang, T., & Kim, J. A. (2014). Glucose waveguide sensor based on graphene. In *SENSORS* (pp. 1324–1327). <https://doi.org/10.1109/ICSENS.2014.6985255>
- Novoselov, K. S., Geim A. K., Morozov, S. V., Jiang, D., Zhang, Y., Dubonos, S. V., Grigorieva, I. V., & Firsov, A. A. (2004). Electric Field Effect in Atomically Thin Carbon Films. *Science*, *306*(5696), 666–669. <https://doi.org/10.1126/science.1102896>
- Katkevičius, A., Plonis, D., Dmaševičius, R., & Maskeliūnas, R. (2022). Trends of Microwave Device Design Based on Artificial Neural Networks: A Review. *Electronics*, *11*(15), 2360. <https://10.3390/electronics11152360>
- Kasap, S., & Capper, P. (2017). *Springer Handbook of Electronic and Photonic Materials*. Springer. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-48933-9>
- Kazemi, A. H., & Mokhtari, A. (2017). Graphene-based patch antenna tunable in the three atmospheric windows. *Optik*, *142*, 475–482. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2017.05.113>
- Kumar, J., Basu, B., Talukdar, F. A., & Nandi, A. (2018). Graphene-based multimode inspired frequency reconfigurable user terminal antenna for satellite communication. *IET Communications*, *12*(1), 67–74. <https://doi.org/10.1049/iet-com.2017.0253>
- Kumar, P., Singh, D. K., & Ranjan, R. (2018). Mode Analysis of Hybrid Metal-Insulator-Metal Multilayer Plasmonic Waveguide. In *Conference on Information and Communication Technology (CICT)* (pp. 1–4). <https://doi.org/10.1109/INFOCOMTECH.2018.8722355>
- Kushwah, V. S., & Tomar, G. S. (2018). Design of first order parallel coupled microstrip band pass filter in mobile band. In *10th International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN)* (pp. 31–39). <https://doi.org/10.1109/CICN.2018.8864956>
- Liu, C., Yang, L., Liu, P., Qin, Y., & Huang, J. (2017). Ultrathin switchable microwave filter based on graphene and slot array. In *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE* (pp. 1–4). <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2017.8094784>
- Liu, C., Ye, J., & Zhang, Y. (2010). Thermally tunable THz filter made of semiconductors. *Optics Communications*, *283*(6), 865–868. <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2009.11.019>

- Liu W., Na, W. Feng, F., Zhu, L., & Lin, Q. (2020). A Wiener-Type Dynamic Neural Network Approach to the Modeling of Nonlinear Microwave Devices and Its Applications. In *2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)* (pp. 1–3). <https://doi.org/10.1109/NEMO49486.2020.9343530>
- Liu W., Na, W., Zhu, L., & Zhang, Q.-J. (2016). A review of neural network based techniques for nonlinear microwave device modeling. In *2016 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)* (pp. 1–2). <https://doi.org/10.1109/NEMO.2016.7561677>
- Llamas-Garro, I., & Brito-Brito, Z. (2010). Reconfigurable Microwave Filters. In I. Minin (Ed.), *Microwave and Millimeter Wave Technologies from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications*. IntechOpen. <https://doi.org/10.5772/9056>
- Lugo, D. C., Ramirez, R. A., Castro, J., Wang, J., & Weller, T. M. (2017). Ku-band additive manufactured multilayer dielectric rod waveguide. *IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)* (pp. 1–3). <https://doi.org/10.1109/WAMICON.2017.7930260>
- Luo, X., Zhai, X., Li, H., Liu, J., & Wang, L. (2017). Tunable nonreciprocal graphene waveguide with Kerr nonlinear material. *IEEE Photonics Technology Letters*, 29(21), 1903–1906. <https://doi.org/10.1109/LPT.2017.2756637>
- Ma, Y., Zhou, J., Pistora, J., Eldlio, M., Nguyen-Huu, N., Maeda, H., Wu, Q., & Cada, M. (2016). Subwavelength InSb-based Slot waveguides for THz transport: concept and practical implementations. *Scientific Reports*, 6, 38784. <https://doi.org/https://doi.org/10.1038/srep38784>
- Maity, B., & Pradhan, I. (2015). Design of a microstrip band pass filter using half wavelength parallel-edge coupled line for improvement of passband characteristics. In *2015 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)* (pp. 0950–0954). <https://doi.org/10.1109/ICCSP.2015.7322638>
- Mališauskas, V., & Plonis, D. (2010). Dispersion Characteristics of the Propagation Waves in the Gyroelectric Semiconductor Waveguides. *Elektronika ir elektrotechnika* 10(106), 87–90. <https://eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/9125>
- Marinkovic, Z., Kim, T., Markovic, V., Milijic, M., Pronic-Rancic, O., Ciric, T., & Vietzorreck, L. (2016). Artificial Neural Network based Design of RF MEMS Capacitive Shunt. *Applied Computational Electromagnetic Society Journal* 31(7), 756–764. <https://journals.riverpublishers.com/index.php/ACES/article/view/10023>
- Martinez, J. A., Belenguer, A., & Esteban, H. (2019). Fast frequency sweep technique based on segmentation for the acceleration of the electromagnetic analysis of microwave devices. *Applied Sciences – Basel*, 9(6), 1118. <https://doi.org/10.3390/app9061118>
- Mohottige, N., Bukvic, B., & Budimir, D. (2014). Reconfigurable E-plane waveguide resonators for filter applications. In *44th European Microwave Conference* (pp. 299–302). <https://doi.org/10.1109/EuMC.2014.6986429>
- Muhammad, Y., Bozzi, M., Perregrini, L., Bistarelli, S., Cataldo, A., & Belluci, S. (2017). Tunable and Input-Matched Attenuator Based on Few-Layer Graphene. In *47th European*

- Microwave Conference (EuMC)* (pp. 192–195).  
<https://doi.org/10.23919/EuMC.2017.8230832>
- Naghar, A., Aghzout, O., Nagha, J., Hafssaa, L., & Essaaidi, M. (2013). A New Matlab Simulation Interface Based on the Transmission Line Theory Approach to Design a Microstrip Parallel Coupled Band Pass Filters. *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, 8(1), 1601–1610. <http://ijirccce.com/admin/main/storage/app/pdf/isZDqolA2dqVm5McCPPRyYG4ZjUzGugd5InDIaak.pdf>
- Nickelson, L. (2019). *Electromagnetic Theory and Plasmonics for Engineers*. Springer. <https://doi.org/10.1007/978-981-13-2352-2>
- Pan, K., Fan, Y., Leng, T., Li, J., Xin, Z., Zhang, J., Hao, L., Gallop, J., Novoselov, K. S., & Hu, Z. (2018). Sustainable production of highly conductive multilayer graphene ink for wireless connectivity and IoT applications. *Nature Communications*, 9, 5197. <https://doi.org/10.1038/s41467-018-07632-w>
- Park, J. K., Jung, J. Y., & Khan, T. (2009). Bacterial cellulose. In G. O. Philips & P. A. Williams (Eds.), *Handbook of Hydrocolloids: Second Edition* (pp. 724–739). Elsevier Inc. <https://doi.org/10.1533/9781845695873.724>
- Pierantoni, L., Dragoman, M., & Mencarelli, D. (2013). Analysis of a Microwave Graphene-Based Patch Antenna. In *European Microwave Conference* (pp. 381–383). <https://doi.org/10.23919/EuMC.2013.6686671>
- Pierantoni, L., Mencarelli, D., Bozzi, M., Moro, R., & Bellucci, S. (2014). Microwave applications of graphene for tunable devices. In *44th European Microwave Conference* (pp. 1456–1459). <https://doi.org/10.1109/EuMC.2014.6986721>
- Plonis, D., Katkevičius, A., Gurskas, A., Urbanavičius, V., Maskeliūnas, R., & Damaševičius, R. (2020). Prediction of Meander Delay System Parameters for Internet-of-Things Devices Using Pareto-Optimal Artificial Neural Network and Multiple Linear Regression. *IEEE Access*, 8, 39525–39535. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2974184>
- Plonis, D., Katkevičius, A., Urbanavičius, V., Miniotas, D., Serackis, A., & Gurskas, A. (2018). Delay System Synthesis Using Multi-Layer Perceptron Network. *Acta Physica Polonica A*, 133(5), 1281–1286. <https://doi.org/10.12693/APhysPolA.133.1281>
- Poław, D., Woźniak, M., Wei, W., & Damaševičius, R. (2018). Multi-threaded learning control mechanism for neural networks. *Future Generation Computer Systems*, 87, 16–34. <https://doi.org/10.1016/j.future.2018.04.050>
- Polycarpou, A. C., Christou, M. A., & Papanicolaou, N. C. (2014). Tunable Patch Antenna Printed on a Biased Nematic Liquid Crystal Cell. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 62(10), 4980–4987. <https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2344099>
- Pomarnacki, R., Krukoniš, A., & Urbanavičius V. (2014). Acceleration Techniques for Analysis of Microstrip Structures. *Elektronika ir elektrotechnika* 20(5), 108–111. <https://doi.org/10.5755/j01.eee.20.5.7109>
- Pozar, D. M. (2011). *Microwave Engineering: Fourth Edition*. John Wiley & Sons, Inc.



- Probst, L., Frideres, L., Pedersen, B., & Clarke, S. (2015). *Advanced Materials The graphene revolution*. Business Innovation Observatory.  
<https://ec.europa.eu/docsroom/documents/13427/attachments/1/translations/en/renditions/native>
- Qin, Q., Wang, Z., Jia, Y., Peng, P., Gong, X., Ren, L., & Fu, Y. (2016). Impacts of dimensions, number of layers and contact structures on the loss of graphene-based coplanar waveguides through simulations. In *IEEE 16th International Conference on Communication Technology (ICCT)* (pp. 255–257).  
<https://doi.org/10.1109/ICCT.2015.7399836>
- Rahman, M. M., & Sarkar, A. K. (2017). A method for calculating the resonant frequency of meander line dipole antenna by using antenna's geometrical parameters. In *2017 6<sup>th</sup> International Conference on Informatics, Electronics and Vision & 2017 7<sup>th</sup> International Symposium in Computational Medical and Health Technology (ICIEV-ISCMHT)* (pp. 1–6). <https://doi.org/10.1109/ICIEV.2017.8338589>
- Ramkumar, S., & Rani, R. B. (2019). Review on recent trends in reconfigurable microwave filters. In *TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW)* (pp. 24–28).  
<https://doi.org/10.1109/IMICPW.2019.8933238>
- Ranjana, J. S., Bhatt, P., Deshmukh, P., Sangala, B. R., Satyanarayan, M. N., Umesh, G., & Prabhu, S. S. (2015). Indium Antimonide (InSb) Waveguide based THz sensor. In *40th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)* (pp. 1–2). <https://doi.org/10.1109/IRMMW-THz.2015.7327917>
- Ranjana, J. S., Bhatt, P., Surdi, H., Sangala, B. R., Satyanarayan, M. N., Umesh, G., & Prabhu, S. S. (2014). Indium Antimonide (InSb) based Planar Terahertz Plasmonic Waveguide. In *39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)* (pp. 1–2). <https://doi.org/10.1109/IRMMW-THz.2014.6956437>
- Rizqi, M., Rahardi, R., Lukito, W. D., Kornel, F. A. P., Santiko, A. B., & Munir, A. (2020). Development of Compact Wilkinson Power Divider Using Meander Line for UAB Telemetry Application. In *2020 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET)* (pp. 107–110).  
<https://doi.org/10.1109/ICRAMET51080.2020.9298647>
- Roig, M., Maasch, M., Damm, C., & Jakoby, R. (2014). Electrically Tunable Liquid Crystal Based Composite Right/Left-Handed Leaky-Wave Antenna at 26.7 GHz. In *Proceedings of the 44<sup>th</sup> European Microwave Conference* (pp. 331–334).  
<https://doi.org/10.1109/EuMC.2014.6986437>
- Saad, W., Bennis, M., & Chen, M. (2020). A Vision of 6G Wireless Systems: Applications, Trends, Technologies, and Open Research Problems. *IEEE Network*, 34(3), 134–142. <https://doi.org/10.1109/MNET.001.1900287>
- Saif, A. A., Zahid Jamal, Z. A., Sauli, Z., & Poopalan, P. (2011). Frequency dependent electrical properties of ferroelectric Ba<sub>0.8</sub>Sr<sub>0.2</sub>TiO<sub>3</sub> thin film. *Materials Science – Medziagotyra*, 17(2), 186–190. <https://doi.org/10.5755/j01.ms.17.2.490>
- Sakhdari, M., & Chen, P. Y. (2016). Transparent and self-activated harmonic sensor using integrated graphene antennas and circuits. In *2016 IEEE Antennas and Propagation*

*Society International Symposium (APSURSI)* (pp. 1167–1168).

<https://doi.org/10.1109/APS.2016.7696291>

Sam, K. S., Goay, C. H., Ahmad, N. S., Goh, P. (2019). Artificial Neural Network Modeling of Meander Lines for Delay based Applications. *International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)*, 8(2S8), 1372–1377.

Scidà, A., Haque, S., Treossi, E., Robinson, A., Smerzi, S., Ravesi, S., Borini, S., & Palermo, V. (2018). Application of graphene-based flexible antennas in consumer electronic devices. *Materials Today*, 21(3), 223–230.

<https://doi.org/10.1016/j.mattod.2018.01.007>

Shaaban, A., Du, Y. C., & Gomaa, L. R. (2019). Extension of an FFT-based beam propagation method to plasmonic and dielectric waveguide discontinuities and junctions. *Applied Sciences – Basel*, 9(20), 4362. <https://doi.org/10.3390/app9204362>

Shabbir, T., Islam, M. T., Misran, N., Al-Bawri, S. S., & Singh, S. (2021). Broadband single-layer reflectarray antenna loaded with meander-delay-lines for X-band applications. *Alexandria Engineering Journal* 60, 1105–1112.

<https://doi.org/10.1016/j.aej.2020.10.033>

Sharma, G., Navin, P. S., Bhati, Y., & Walia, Y. (2013). Half-Wavelength Parallel Edge Coupled Filter Simulation Using Matlab. *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, 1(2), 248–253. <https://www.rioi.com/open-access/halfwavelength-parallel-edge-coupledfilter-simulation-using-matlab.pdf>

Sharma, P., Perruisseau Carrier, J. P., & Ionescu, A. M. (2013). Nanoelectromechanical microwave switch based on graphene. In *14th International Conference on Ultimate Integration on Silicon (ULIS)* (pp. 189–192). <https://doi.org/10.1109/ULIS.2013.6523516>

Shein, A. G., & Kharlanova, T. S. (2019). Features of electromagnetic wave propagation in two- and three-layer cylindrical dielectric waveguides. *29th International Crimean Conference on Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)* 30, 06006. <https://doi.org/10.1051/itmconf/20193006006>

Sounas, D. L., & Caloz, C. (2012). Gyrotropy and nonreciprocity of graphene for microwave applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(4), 901–914. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2182205>

Tan, X., Wang, W., Wu, Y., Liu, Y., & Kishk, A. A. (2019). Enhancing Isolation in Dual-Band Meander-Line Multiple Antenna by Employing Split EBG Structure. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(4), 2769–2774.

<https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2897489>

Thilagavathi, K., & Balakumar, M. (2017). Review on RF Tunable Filters. *International Journal of Innovations in Engineering and Technology*, 8(2), 42–50.

<https://doi.org/10.21172/ijiet.82.007>

Torrisi, F., Hasan, T., Wu, W., Sun, Z., Lombardo, A., Kulmala, T., Hsieh, G., Jung, S., Bonaccorso, F., Paul, P. J., Chu, D., & Ferrari, A. C. (2012). Inkjet-printed graphene electronics. *ACS Nano*, 6(4), 2992–3006. <https://doi.org/10.1021/nn2044609>

Wang, J. C., Yang, L., Hu, Z. D., He, W. J., & Zheng, G. G. (2019). Analysis of Graphene-Based Multilayer Comb-Like Absorption System Based on Multiple Waveguide Theory.

*IEEE Photonics Technology Letters*, 31(7), 561–564.

<https://doi.org/10.1109/LPT.2019.2902437>

Xing, R., & Jian, S. S. (2016). Numerical analysis on the multilayer nanoring waveguide pair. *IEEE Photonics Technology Letters*, 28(24), 2779–2782.

<https://doi.org/10.1109/LPT.2016.2623274>

Xu, C. Y., Zhang, P., Zhao, D., Guo, H., Huang, M. Q., & Ke, S. L. (2019). Plasmonic Jackiw-Rebbi modes in graphene waveguide arrays. *Applied Sciences – Basel*, 9(19), 4152. <https://doi.org/10.3390/app9194152>

Yashchyshyn, Y., Bajurko, P., Sobolewski, J., Sai, P., Przewłoka, A., Krajewska, A., Prystawko, P., Dub, M., Knap, W., Romyantsev, S., & Cywinski, G. (2021). Graphene / AlGaIn / GaN RF Switch. *Micromachines*, 12(11), 1343.

<https://doi.org/10.3390/mi12111343>

Yeh, C., & Shimabukuro, F. I. (2008). *The Essence of Dielectric Waveguides*. Springer New York, NY. <https://doi.org/10.1007/978-0-387-49799-0>

Zhang, C., Tu, L., Huang, Z., Liu, L., Zhan, P., Sun, C., & Wang, Z. (2016). An electrically tunable plasmonic optical modulator with high modulation depth based on graphene-wrapped silver nanowire. *Journal of Optics*, 18(12). <https://doi.org/10.1088/2040-8978/18/12/125007>

Zhou, F., & Du, W. (2018). A graphene-based all-fiber TE/TM switchable polarizer. *Journal of Optics*, 20(3), 35401. <https://doi.org/10.1088/2040-8986/aaa6fa>

Zhu, W., Perebeinos, V., Freitag, M., & Avouris, P. (2009). Carrier scattering, mobilities, and electrostatic potential in monolayer, bilayer, and trilayer graphene. *Physical Review B*, 80(23), 1–8. <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.80.235402>



---

# Autorės mokslinių publikacijų disertacijos tema sąrašas

## **Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose**

Plonis, D., Katkevičius, A., Krukonis, A., Šlegerytė, V., Maskeliūnas, & R., Damaševičius, R. (2019). Predicting the Frequency Characteristics of Hybrid Meander Systems Using a Feed-Forward Backpropagation Network. *Electronics* 8(85): 8010085. <https://doi.org/10.3390/electronics8010085>

Rusen, V., Katkevičius, A., Tolvaišienė, S., & Plonis, D. (2021a). Investigation of Parameters of Band-pass Filters on the Conductivity of p-Si and p-Ge Semiconductors. *Acta Physica Polonica A* 2(140), 122–130. <https://doi.org/10.12693/APhysPolA.140.122>

## **Straipsniai kituose leidiniuose**

Šlegerytė, V., Belova-Plonienė, D., Katkevičius, A., & Plonis, D. (2019). Microwave Devices with Graphene Layers: A Review. In *2019 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communication (MTTW)* (pp. 87–92). <https://doi.org/10.1109/MTTW.2019.8897243>

Rusen, V., Katkevičius, A., & Plonis, D. (2021b). Investigation of the Multilayer Semiconductor Waveguides in Sub-THz Range. In *2021 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communication (MTTW)* (pp. 107–110). <https://doi.org/10.1109/MTTW53539.2021.9607224>

Rusen, V., Krukonis, A., & Plonis, D. (2021c). Prediction of Parameters of Semiconductor Band-pass Filters using Artificial Neural Network. In *2020 IEEE 8th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)* (pp. 1–4). <https://doi.org/10.1109/MTTW53539.2021.9607224>

Rusen, V., & Plonis, D. (2021). Investigation of Radially Anisotropic Semiconductor Waveguide with Graphene Layers. In *2021 IEEE 9th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)* (pp. 1–4). <https://doi.org/10.1109/AIEEE54188.2021.9670217>

---

# Summary in English

## Introduction

### Problem Formulation

Microwave devices are usually created using dielectric materials, such as FR4, with complex permittivity that does not change in a narrow frequency range. The structural parameters of such microwave devices are static. They can be changed when the structure of the device is changed. Although, it would be relevant to use tunable microwave devices with parameters that can be changed in real-time in modern communication technologies, such as WiFi, WiMax, and 5G.

It is proposed to use semiconductor layers, graphene, and fragments of nematic liquid crystals to solve this problem. The use of these materials in tunable microwave devices has not been sufficiently studied. It is also relatively limited by the large attenuation of electromagnetic waves. Multilayer semiconductor and dielectric devices with tunable parameters can be created using these materials. The frequency characteristics and electrodynamic parameters can be tuned fast using these materials by changing external temperature and electric field.

It is necessary to fast and efficiently calculate the new parameters of the microwave devices obtained by changing the external factors to reconfigure the electrodynamic parameters of microwave devices. Classical numerical methods do not allow the analysis to be performed quickly due to the resources and time needed. This dissertation proposes using artificial neural networks to speed up calculations of electrodynamic parameters of microwave devices.

The dissertation solves the problems of developing multilayer semiconductor and dielectric microwave devices, investigating, and predicting the frequency characteristics of an electromagnetic wave propagating in microwave devices.

### **Relevance of the Dissertation**

Communication technologies, e.g., 5G or 6G, are the priority, the EU provided twenty billion euros from structural funds in 2014–2020 for creating information and communication technologies. Such rapid growth is influenced by the expanding society's needs. The rapidly developing Internet of Things and biosensor technologies require low-cost, inexpensive, easy-to-manufacture communication devices that can be integrated into the Internet of Things equipment. In addition to efficiency and other qualitative parameters, equipment must meet such specific physical parameters as small dimensions, flexibility, and transparency. Technological progress demands the production of smaller, faster, and more efficient microwave devices to allow for the automation of all areas of life.

Microwave devices with tunable parameters can help solve the problems of speed and efficient work. However, their work is sometimes limited due to the high attenuation of electromagnetic waves. The density of charge carriers in semiconductor materials conditionally limits the production of semiconductor microwave devices. Real-time controlled microwave devices require fast and efficient parameter calculation, which can be implemented using artificial neural networks.

New structures and materials or non-typical applications are considered to meet the market demand for new communication technologies. For example, the parameters of semiconductors are highly dependent on temperature. Also, there are dielectric materials whose dielectric permittivity changes as the operating frequency changes. The conductivity of graphene and permittivity of nematic liquid crystals can be changed by connecting external voltage.

Various methods of modelling semiconductor multilayer devices, predicting their frequency characteristics, and applications in microwave, optical, and terahertz range devices are widely explored. The market demands smart antennas and microwave devices with tunable parameters. Improving manufacturing technologies produce better-quality materials or devices with more complex structures. It leads to applying structurally or technologically complex devices in practice: communication systems, smart antenna applications, the Internet of Things, biosensors, and other devices.

### **Research Object**

The object of the dissertation is the multilayer semiconductor and dielectric microwave devices, their characteristics analysis, and their characteristics prediction methods.

### **Aim of the Dissertation**

The research aims to create and improve multilayer semiconductor and dielectric microwave devices, using additional layers, researching the layers' influence on microwave device characteristics, and investigating the possibilities of predicting the characteristics of microwave devices.



## Tasks of the Dissertation

To achieve the aim of the dissertation, the following tasks need to be solved:

1. To create new and improve current multilayer semiconductor and dielectric microwave devices using additional dielectric, semiconductor, graphene, or liquid crystal layers.
2. To calculate and investigate wave phase and attenuation characteristics of the wave propagating in multilayer semiconductor and dielectric microwave devices and to calculate the parameters of the microwave devices.
3. To create and investigate a method based on artificial neural networks to predict the frequency characteristics of multilayer semiconductor and dielectric microwave devices.

## Research Methodology

Methods used in the dissertation:

1. The least square method, method of moments, and finite difference in time domain method were used to model semiconductor multilayer microwave devices and to calculate and compare microwave electrodynamic characteristics and electrical device parameters.
2. Experimental methods of frequency characteristics measurement were implemented to measure the transfer coefficient of the hybrid meander line prototype.
3. The methods of artificial neural networks were applied to predict the frequency characteristics of hybrid meander microstrip lines and semiconductor multilayer filters.

## Scientific Novelty of the Dissertation

The following new results for the science of electrical and electronic engineering were obtained during the preparation of the dissertation:

1. New structures of microwave devices were developed, current structures were improved, the electrodynamic parameters of multilayer semiconductor and dielectric microwave devices were calculated, and research results were obtained.
2. WiFi/WiMax microstrip patch antenna was improved by inserting a fragment of E7 nematic liquid crystal, which improved the frequency characteristics of the antenna.
3. The influence of high dielectric permittivity dielectric layers on the phase and attenuation characteristics of waves propagating in multilayer semiconductor waveguides has been determined.
4. Using Matlab™ software, the program was created that uses artificial neural networks to predict frequency characteristics of hybrid meander lines and semiconductor microstrip bandpass filters. The prediction of characteristics makes the microwave device design process faster.

## Practical Value of the Research Findings

An improvement of the WiFi/WiMax patch antenna was proposed by inserting a fragment of a nematic liquid crystal, which improves the antenna's reflection coefficient.

An improvement of the hybrid meander delay line was proposed by replacing the helical turns on the sides with passive planar inductive components, thus reducing the physical dimensions of the hybrid meander line.

Matlab™ programs based on artificial neural networks were developed to predict frequency characteristics, significantly reducing the calculation time of the characteristics of the hybrid meander line and the p-Ge semiconductor microstrip filter compared to numerical electrodynamic methods applied in specialised software.

The multilayer cylindrical waveguide with two external layers was proposed. The properties of the waveguide can be changed by changing the complex dielectric permittivity of the layers. Permittivity can be changed by carrier density or an electric field change. The additional external layers in the waveguide reduce the attenuation of electromagnetic waves.

## Defended Statements

1. When a dielectric layer with permittivity  $\epsilon_r' \approx 36$  is used in an n-SiGe semiconductor waveguide, the cut-off frequency is decreased, and the operating frequency is narrowed down. Lower than 0.05 normalised attenuation is achieved. The minimal normalised attenuation value of 0.0053 is achieved when the thickness of the dielectric layer is 10  $\mu\text{m}$ .
2. Differential phase shift equal to 2390.63 1/m is achieved in cylindric multilayer Si semiconductor waveguide with graphene layers when graphene's electrochemical potential changes from  $\mu_c = 0.15$  eV to  $\mu_c = 0.2$  eV, and the thickness of the graphene layer  $d_2 = 10$   $\mu\text{m}$ .
3. Predicting  $S_{21}$  frequency characteristics of p-Ge semiconductor microstrip bandpass filters with an artificial neural network trained with BFGS Quasi-Newton training algorithm prediction takes 5000 times faster than electrodynamic calculation methods. The prediction accuracy is equal to MSE = 0.0034 and RMSE = 0.0580.

## Approval of the Research Findings

The research results were published in six scientific publications: two publications in scientific journals referenced in the Clarivate Analytics Web of Science database with the citation index (Plonis et al., 2019; Rusen et al., 2021a); two publications in conference proceedings referenced in the Clarivate Analytics Web of Science database (Šlegerytė et al., 2019; Rusen et al., 2021b); and two publications in conference proceedings referenced in the IEEE Xplore database (Rusen et al., 2021c; Rusen and Plonis, 2021).

The research results were presented at eight scientific conferences in Lithuania and abroad:

- Conference of young scientists “Mokslas – Lietuvos ateitis: Elektronika ir Elektrotechnika”, Vilnius, Lithuania, 2019.

- International Conference of Electrical Electronic and Information Sciences (eSTREAM), Vilnius, Lithuania, 2019, 2020, 2021.
- IEEE Workshop on Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW), Riga, Latvia, 2019, 2021.
- IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE), Vilnius, Lithuania, 2021, and Riga, Latvia, 2022.

### **Structure of the Dissertation**

The dissertation includes an introduction, four chapters, and general conclusions. The volume of the dissertation is 132 pages. The dissertation has 36 indexed equations, 43 figures, three tables, and 99 references.

### **Acknowledgement**

The author of the dissertation thanks the scientific supervisor, prof. Dr Darius Plonis for motivation, valuable advice, and help with professional improvement. The author is grateful to Prof. Dr Yevhen Yashchyshyn for sharing valuable research experience during her Warsaw University of Technology internship. The author thanks the Department of the Electronic Systems of VILNIUS TECH colleagues for their support and advice during her doctoral studies.

The author is grateful to her parents, Rimantas Šlegeris and Danguolė Šlegerienė, for stimulating her curiosity and to her brother Rimantas Šlegeris for setting an excellent example. The author also thanks her husband, Lucian Rusen, for his patience, support, and optimism and for her friends' encouragement and understanding.

## **1. Review of Multilayer Semiconductor and Dielectric Microwave Devices**

The demand for microwave devices with tunable parameters is high in communication technologies, as new challenges must be addressed. The operating frequencies of the new generation 5G communication technology are 700 MHz, 3.5 GHz, and 28 GHz. As the number of used communication technologies and frequency ranges is increasing, the use of discrete tuning in microwave devices does not meet the demand, which leads to aiming research at creating reconfigurable or tunable microwave device solutions: filters, antennas, waveguides, delay lines and other.

Reconfigurable microwave devices can be created by several methods: externally tunable materials, various structural solutions, and combined methods. Some materials, for example, semiconductors, are very sensitive to temperature changes, which will influence device parameters. Other materials, like graphene or liquid crystals, can be controlled electrically.

Material can be called tunable if an electric or magnetic field, temperature, light, or other external factors can change the permittivity of a material. The relative permittivity of semiconductor material can vary depending on temperature, optical lightning, or magnetic field. These properties can be used to create tunable microwave devices.

Silicon (Si) is often used in devices up to the 4 GHz frequency range, but such devices as PIN diodes can be manufactured for higher frequencies. Silicon Germanium

(SiGe) is often used in semiconductor waveguides. InSb is often used in high frequencies because it has a narrow band gap, high electron density, and carrier mobility.

The dielectric materials are usually chosen based on their real permittivity and loss tangent. When working in higher frequencies, it must be evaluated that real permittivity for some dielectric materials, such as steatite, titania polystyrene, and zirconium-tin-titanite, can depend on frequency. This effect will influence frequency response characteristics.

The nematic liquid crystals are anisotropic material. The permittivity of nematic liquid crystals is different in parallel and perpendicular orientation. The orientation of the molecule of the nematic liquid crystals can be controlled by applying an external electric field, thus changing the permittivity value in the direction of the electromagnetic wave.

Graphene is an interesting material for tunable microwave device applications, as its conductivity can be changed electrically. Graphene's conductivity depends on the electrochemical potential. There are two methods to change the electrochemical potential of graphene: doping with impurities and applying an external electric field (voltage).

Analysis and synthesis of parameters of microstrip meander microwave devices take a long time, and this becomes a problem. Artificial neural networks (ANNs) can be adapted to predict the parameters of microwave devices, reducing the calculation time. ANN can be successfully applied for analysis and synthesis processes.

The main advantage of using ANN is the possibility of removing repetitive analytical and numerical calculations, which can shorten the device development process. The disadvantages are the long training time of the ANN and the creation of a suitable data set. Although, the training procedure must be performed once. Tunable reconfigurable microwave devices tuned in real-time require quick and easy parameter calculation or prediction. So, ANN can be applied in this field.

## 2. Design and Investigation of Tunable Multilayer Microwave Devices

Tunable microwave devices can solve problems that appear because of limited bandwidth, as the parameters of microwave devices can be tuned by using discrete components or by changing the parameters of the materials. Various materials with parameters that can be changed by temperature, electric field, magnetic field, and other methods can be used to create microwave devices with tunable parameters. For example, semiconductor materials are temperature-dependent, so their parameters change rapidly with temperature.

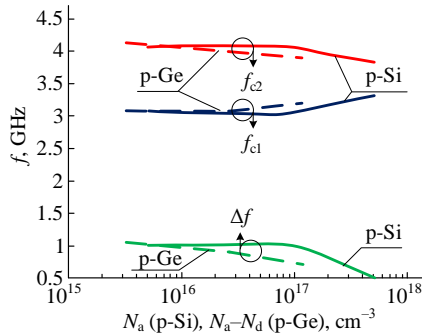
The electrical conductivity of semiconductors depends on carrier mobility  $\mu$  and density  $N$ . The carrier mobility depends on the doping level (carrier density) and temperature.

The design parameters of the parallel coupled half-wave resonator microstrip band-pass filter (BPF) are calculated considering its application for 5G communication: bandwidth limited with low  $f_{c1} = 3.4$  GHz, and high  $f_{c2} = 3.8$  GHz frequencies, the fractional bandwidth (FBW) is equal to 0.111. The 5<sup>th</sup>-order Chebyshev filter with 0.1 dB ripples is used. The substrate thickness of  $h = 0.635$  mm is used for p-Si ( $\epsilon_r = 11.7$ ) and p-Ge ( $\epsilon_r = 16.2$ ) semiconductor substrates. Structure parameters are as follows:  $W_j$  and  $l_j$  are the width and the length of each resonator, respectively, and  $s_j$  is the gap between two adjacent resonators.

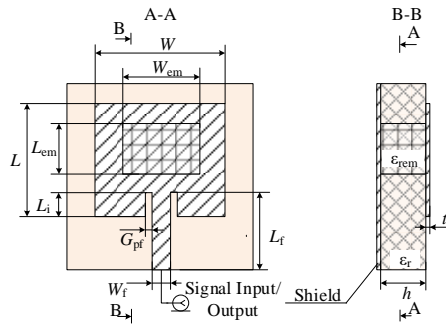
Different carrier density  $N$  is used to calculate the S-parameters of BPFs on p-Si and p-Ge substrates. For the filter on p-Si substrate, the S21 characteristics are calculated for

acceptor density  $N_a = 5 \cdot 10^{15}; 10^{16}; 5 \cdot 10^{16}; 10^{17}; 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . The increase of carrier density  $N_a$  results in a higher loss, as the conductivity of the substrate is increasing. The carrier density  $N_a = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  gives the highest loss. The bandwidth of the bandpass filter decreases when the carrier density increases (Fig. S2.1).

The traditional microstrip patch antenna with an input feeder gap and a resonant frequency of 2.4 GHz is improved by inserting a fragment of embedded material into the structure (Fig. S2.2). The FR-4 dielectric material ( $\epsilon_r = 4.3$ ) is selected for the dielectric substrate. The chosen thickness of the substrate  $h = 1.6 \text{ mm}$ , and the thickness of the copper conductor ( $\sigma = 5.8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ )  $t = 0.035 \text{ mm}$ . The design parameter of the 2.4 GHz patch antenna: the width  $W = 38 \text{ mm}$ , the length  $L = 29 \text{ mm}$ , the length  $L_i = 8.85 \text{ mm}$ , the distance  $G_{pf} = 1 \text{ mm}$ , and the width  $W_f = 3.137 \text{ mm}$  (Fig. S2.2).



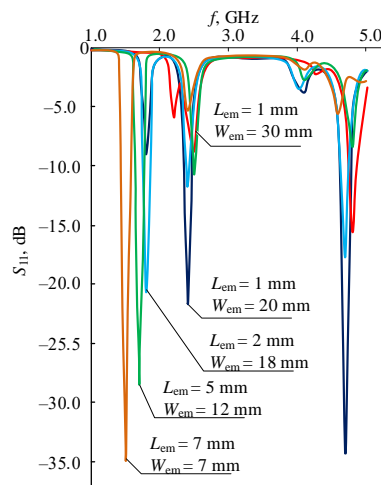
**Fig. S2.1.** Dependency of the bandwidth lower  $f_{c1}$  and upper  $f_{c2}$  frequency and the bandwidth  $\Delta f$  of semiconductor microstrip bandpass filters on p-Si and p-Ge substrates on carrier density



**Fig. S2.2.** Microstrip patch antenna with the embedded material where  $W$  – the patch width,  $L$  – the path length,  $h$  – the dielectric substrate thickness,  $t$  – the conductor thickness,  $W_f$  – the feeder width,  $L_f$  – the feeder length,  $G_{pf}$  – the gap between the patch conductor and the feeder,  $L_i$  – the length inset of the patch of the feeder line,  $L_{em}$  – the length of embedded material,  $W_{em}$  – the width of the embedded fabric,  $\epsilon_r$  – the permittivity of the dielectric substrate,  $\epsilon_{rem}$  – the permittivity of the implanted material

The dependency of resonant frequency on the variation of the width  $W_{em}$  and length  $L_{em}$  of embedded material are presented in Fig. S2.3. The embedded material fragment allows for variation of the resonance frequency and improves return loss  $S_{11}$  characteristics. The best case with  $-21.76$  dB gain at 2.4 GHz frequency is obtained when the length  $L_{em} = 1$  mm and the width  $W_{em} = 20$  mm. An antenna without embedded material gives only  $-18.04$  dB gain.

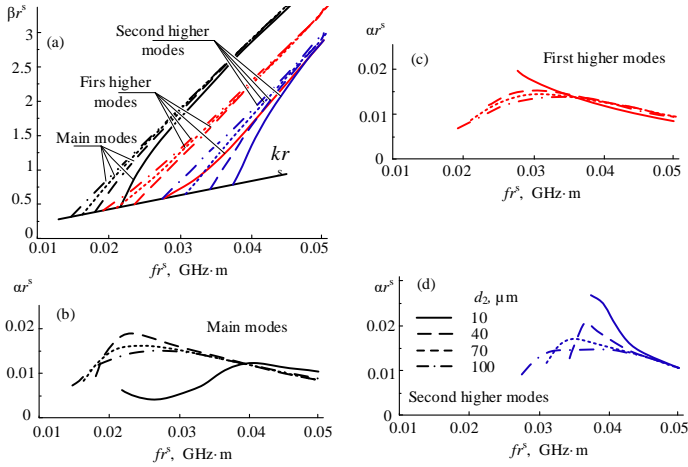
The antenna also shows good resonance properties at a 4.7 GHz frequency. The return loss coefficient  $S_{11}$  is equal to  $-34.89$  dB. Additional resonance frequencies occur between 1.5 GHz and 2.1 GHz frequencies when the length  $L_{em}$  of the embedded material increases. For example, the  $S_{11} = -35$  dB resonance occurs at 1.5 GHz frequency when  $L_{em} = 7$  mm and  $W_{em} = 7$  mm. If the length  $L_{em}$  of the embedded material fragment increases by more than 7 mm, the radiation properties of the antenna degrade.



**Fig. S2.3.** Dependency of reflection coefficient  $S_{11}$  of patch antenna with embedded material on frequency  $f$ ,  $W_{em} = 7, 12, 18, 20, 30$  mm;  $L_{em} = 1, 2, 5, 7$  mm

### 3. Design and Investigation of Multilayer Cylindrical Waveguides

The investigation of phase and attenuation characteristics of multilayer InSb semiconductor waveguide focuses on a multilayer cylindrical InSb semiconductor waveguide with a semiconductor core (n-InSb), a dielectric layer  $d_1$  (lossy Pyrex glass), and an outer semiconductor layer  $d_2$  (n-InAs $_{1-x}$ Sb $_x$ ). The waveguide parameters are calculated for the  $d_2$  semiconductor layer thicknesses: 10, 40, 70, and 100  $\mu\text{m}$ . The phase and attenuation characteristics are calculated for the main, the first, and second higher modes. CST Microwave Studio<sup>®</sup> software is used to model the waveguide.



**Fig. S3.1.** Dependency of phase  $\beta$  and attenuation  $\alpha$  coefficients of InSb semiconductor multilayer waveguide on frequency  $f$  when second external layer – n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ m}^{-3}$ . Phase characteristics (a); attenuation characteristics of main modes (b); attenuation characteristics of first higher modes (c); attenuation characteristics of second higher modes (d)

The research case with phase and attenuation characteristics when  $d_2$  layer carrier density  $N = 1 \times 10^{14} \text{ m}^{-3}$  is presented in Fig. S3.1. The given characteristic data shows that the cut-off frequencies of the main, the first and second higher modes shift towards the lower frequencies as the thickness  $d_2$  increases (Fig. S3.1, a).

The cut-off frequency of the main mode is  $f_{0,1} = 218.6 \text{ GHz}$  when the thickness of the semiconductor layer  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ . When the thickness increases to  $d_2 = 100 \text{ }\mu\text{m}$ , the cut-off frequency decreases to  $f_{0,1} = 147.2 \text{ GHz}$ . The corresponding operating frequency band  $\Delta f$  decreases from  $61.2 \text{ GHz}$  ( $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ ) to  $46.3 \text{ GHz}$  ( $d_2 = 100 \text{ }\mu\text{m}$ ). The operating frequency narrows down because as the thickness of the n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> semiconductor layer  $d_2$  increases, the concentration of the electromagnetic field shifts from the n-InSb core to the external layer.

Attenuation characteristics for the main mode, the first higher, and the second higher modes are provided in Fig. S3.2 (b) – (d). When  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ , the attenuation of the main mode increases exponentially to the frequency  $f_{2,1} = 374.88 \text{ GHz}$ . When this frequency is reached, the attenuation of the main mode begins to decrease slowly, almost linearly, because the electromagnetic field is more concentrated at higher frequencies in the second external layer than in the semiconductor core.

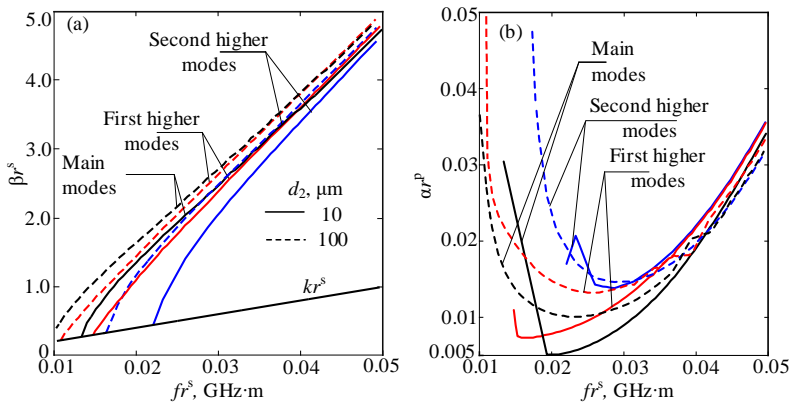
The highest attenuation for the current case is obtained for the second higher mode (Fig. S3.1, d) when the thickness of the semiconductor layer  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ . After the cut-off frequencies  $f_{2,2} = 342.95 \text{ GHz}$ ,  $f_{2,3} = 309.34 \text{ GHz}$ , and  $f_{2,4} = 277.40 \text{ GHz}$  passed, the attenuation coefficients decrease and become uniform at  $f = 500 \text{ GHz}$ . The attenuation coefficient of the second higher mode does not depend on the thickness  $d_2$  at higher frequencies. In this case, the electromagnetic field is concentrated inside the n-InSb core.

The multilayer semiconductor waveguide used in the research of multilayer semiconductor waveguide in sub-THz frequencies consists of a core (SiGe with carrier density  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ), first external dielectric layer  $d_1$ , and second external semiconductor layer  $d_2$  (InSb with carrier density  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ). The core radius  $r^p = 100 \text{ }\mu\text{m}$ . Phase and attenuation characteristics are analysed when the width of  $d_2$  is  $10 \text{ }\mu\text{m}$  and  $100 \text{ }\mu\text{m}$ . The calculations and analysis are performed using CST Microwave Studio®.

Three different materials were used in the external dielectric layer  $d_1$ : steatite ( $\epsilon_r' \approx 6.5$ ), titania polystyrene ( $\epsilon_r' \approx 16$ ), and zirconium-tin-titanate ( $\epsilon_r' \approx 36$ ). These materials have high permittivity and low loss. The loss-tangent of steatite, titanium polystyrene, and zirconium-tin-titanate is of the order of 0.02–0.06.

The results of attenuation and phase characteristics received with zirconium-tin-titanate in the  $d_1$  dielectric layer are presented in Fig. S3.2. When zirconium-tin-titanate is used in the first external dielectric layer  $d_1$  of the waveguide, the cut-off frequency of the main mode is  $f_{0,1} = 133.38 \text{ GHz}$ , when  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ . The cut-off frequencies for the first higher modes are  $f_{1,1} = 147.6 \text{ GHz}$  and  $f_{1,1} = 108.10 \text{ GHz}$ , respectively, and the cut-off frequencies for the second higher modes are  $f_{2,1} = 220.56 \text{ GHz}$  and  $f_{2,1} = 163.35 \text{ GHz}$ , respectively. The cut-off frequencies are lower with zirconium-tin-titanate compared to cases with steatite and titanium polystyrene in the dielectric layer.

Multilayer cylindrical waveguide with zirconium-tin-titanate in the dielectric layer has an operating frequency range of  $14.22 \text{ GHz}$  with  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ . The operating frequency range is  $54.49 \%$  and  $66\%$  narrower compared to the operating frequency range of a waveguide with titanium polystyrene and steatite in the dielectric layer. The higher the permittivity, the more the cut-off frequency shifts to higher frequencies and the narrower the operating frequency range.



**Fig. S3.2.** Phase  $\beta$  (a) and attenuation  $\alpha$  (b) characteristics of multilayer semiconductor waveguide (core – SiGe with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ , first external dielectric layer – zirconium-tin-titanate, second external semiconductor layer – InSb with  $N = 1 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ )

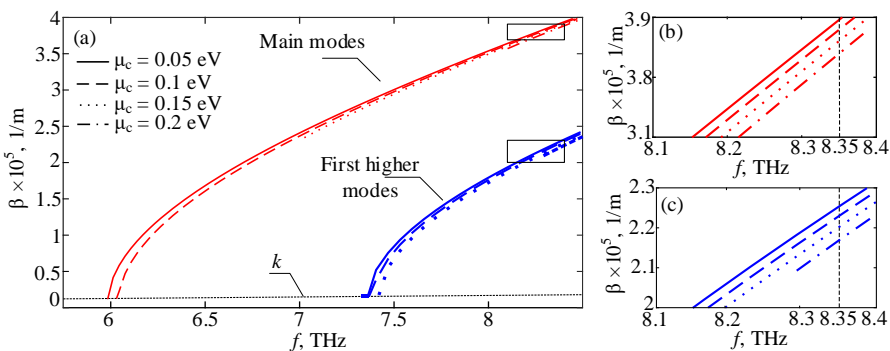


When zirconium-tin-titanate is used in the dielectric layer of a multilayer cylindrical waveguide, the lowest normalised attenuation coefficient lower than 0.05 is achieved. The lowest normalised coefficient value reaches 0.0053 when  $d_2 = 10 \mu\text{m}$ . For all modes investigated, the attenuation coefficient value starts at higher values at low frequencies, decreasing exponentially until it reaches a minimum value. After that attenuation coefficient increases when moving to higher frequencies direction. As 500 GHz is approached, the attenuation coefficient values approach each other. For all cases considered, the attenuation coefficient is spread between 0.03 and 0.035.

A cylindrical anisotropic semiconductor waveguide with graphene layers is investigated in the next research. The waveguide is modelled using the CST Microwave Studio<sup>®</sup> software. The cylindrical waveguide with graphene layers consists of the core (lossy Silicon,  $\epsilon_r = 11.9$ ), the first external dielectric layer  $d_1$  (Pyrex glass,  $\epsilon_r = 4.82$ ,  $\tan\delta = 0.0054$ ), the second external dielectric layer  $d_2$  (graphene). The structural parameters are selected so that the waveguide's operating frequency is within the 5–12 THz frequency range: the radius of the core  $r^p = 3.8 \mu\text{m}$ , the thickness of the layer  $d_1 = 1.9 \mu\text{m}$ , the thickness of the layer is  $d_2 = 1 \text{ nm}$ .

The cut-off frequency of the main mode is  $f_{0,n}$ , where  $n = 1, 2, 3, 4$  correspond to the cases of graphene with different electrochemical potentials  $\mu_c = 0.05, 0.1, 0.15$ , and  $0.2 \text{ eV}$ . The differential phase shift  $\Delta\beta$  and attenuation shift  $\Delta\alpha$  show the values between the phase and attenuation coefficients on different values of the electrochemical potential of graphene. The differential shifts are calculated at the frequency of 8.35 THz. The phase characteristics are presented in Fig. S3.3.

The cut-off frequencies of the main and the first higher modes shift towards the higher frequencies when the graphene layer has higher electrochemical potential  $\mu_c$ . The lowest cut-off frequency  $f_{0,1} = 5.98 \text{ THz}$  for the main mode is received when the electrochemical potential of graphene is  $\mu_c = 0.05 \text{ eV}$ . The highest cut-off frequency  $f_{0,4} = 8.10 \text{ THz}$  for the main mode is obtained when the electrochemical potential of graphene  $\mu_c = 0.2 \text{ eV}$ .



**Fig. S3.3.** Cylindric multilayer waveguide with the graphene layer phase coefficient  $\beta$  dependency on frequency  $f$  (a); a fragment of main modes (b); a fragment of first higher modes (c) when  $\mu_c = 0.05, 0.1, 0.15, 0.2 \text{ eV}$

The widest operating frequency range ( $\Delta f = 1.37$  THz) is obtained when the electrochemical potential of graphene  $\mu_c = 0.05$  eV. The narrowest operating frequency range is equal to 0.19 THz when using graphene with an electrochemical potential  $\mu_c = 0.02$ . The operating frequency range  $\Delta f$  narrows down as the electrochemical potential of graphene  $\mu_c$  increases.

The differential phase shift  $\Delta\beta$  is smaller for the main mode and higher for the first higher mode. The differential phase shift  $\Delta\beta$  for the main mode is 1642 1/m, and for the first higher mode is 2416 1/m (when  $\mu_c = 0.05$  eV and  $\mu_c = 0.1$  eV). The differential phase shift  $\Delta\beta$  for the main mode is 2390 1/m, and for the first higher mode is 3254 1/m when the electrochemical potential of graphene changes from  $\mu_c = 0.15$  eV to  $\mu_c = 0.2$  eV.

#### 4. Prediction of Characteristics of Tunable Multilayer Microwave Devices

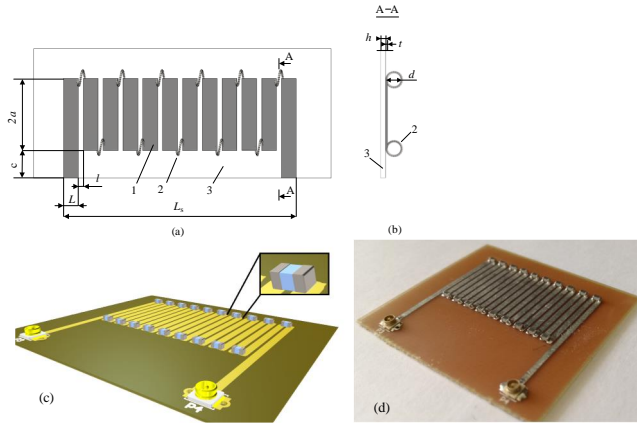
Repetitive and time-consuming calculations are required to develop microwave devices that meet the design specifications. The duration of calculations is long, so looking for new methods to improve analysis and synthesis processes is beneficial. Tunability and reconfigurability of microwave devices require new approaches to predicting microwave device parameters in real-time. Artificial neural networks can help speed up microwave device analysis and synthesis processes.

The characteristic impedance of the meander system can be increased by forming helical turns on the sides. Such a meander line has better electrical characteristics than classical meander systems, although the helical turns take up a lot of space, which is considered a disadvantage. The meander line is improved by replacing coils with planar inductive components to reduce the dimensions. The device is modelled with Sonnet<sup>®</sup> and CST Microwave Studio<sup>®</sup> software, and the prototype's experimental measurements are performed.

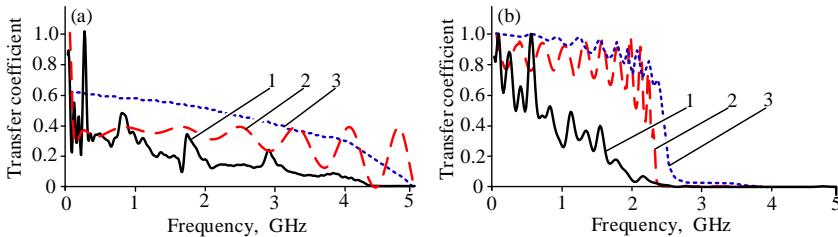
The main dimensions of the hybrid meander line structure are the width of the meander electrode  $2a = 15$  mm, the step of conductors  $L = 2$  mm, the gaps between the conductors  $l = 0.5$  mm, the thickness of conductors  $t = 0.2$  mm, and the thickness of dielectric substrate  $h = 0.5$  mm. The length of the whole system  $L_s = 29.5$  mm (Fig. 4.1 a, b). The diameter of the helical turns is  $d = 2.5$  mm. The diameter of the conductors of the turns is the same as the thickness of the meander line electrode – 0.2 mm.

The planar 10 nH inductive components were soldered on the PCB (Fig. S4.1 c, d) to create the prototype. The FR-4 dielectric material with permittivity equal to 4.6 was used in the PCB. A few structural parameters were changed to adapt the prototype for manufacturing. The prototype measurements qualitatively agree with the results obtained by modelling, although the measured frequency characteristics are distorted (Fig. S4.2).

Artificial neural networks can predict the frequency response of the meander's line  $S_{11}$  and  $S_{21}$  coefficients. Programs for the predictions of characteristics are created using the Matlab<sup>™</sup> software. The data vectors needed for prediction are the vector of the electromagnetic wave frequency  $f = \{f_{\min}; \Delta f; f_{\max}\}$ , the vector of inductivity  $L_i = \{L_{\min}; \Delta L; L_{\max}\}$ . The used boundaries and steps are  $f_{\min} = 0$  GHz,  $f_{\max} = 5$  GHz,  $\Delta f = 0.02$  GHz,  $L_{\min} = 0$  nH,  $L_{\max} = 30$  nH,  $\Delta L = 2$  nH.



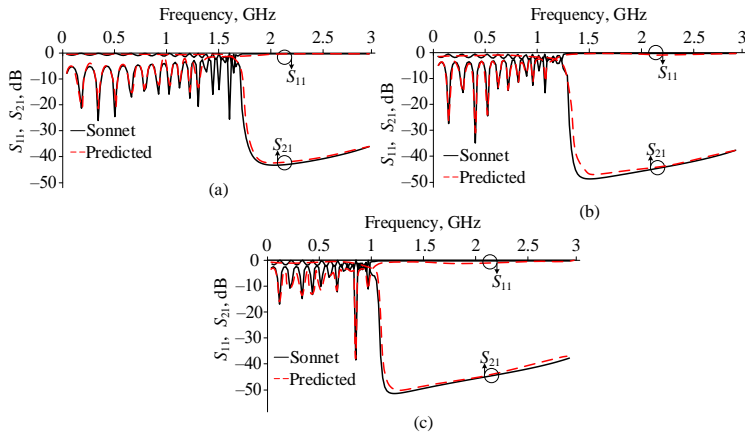
**Fig. S4.1.** Top view of hybrid meander line structure (a); and cross-view of hybrid meander line structure (b), where 1 – central meander electrode; 2 – peripheral helical turns of the electrode; 3 – the dielectric substrate; manufactured prototype of the hybrid meander system: PCB drawing (c) and manufactured prototype (zoomed image) (d)



**Fig. S4.2.** Modelling and measurement results of the hybrid meander line with 0 nH inductors (a) and 10 nH inductors (b) when 1 – experimental measurement, 2 – CST Microwave Studio®, 3 – Sonnet®

The structure of a feed-forward neural network is selected based on the results of experimental tests to provide the best prediction results. The neural network structure consists of three hidden layers. The first hidden layer consists of 18 neurons, and the number of neurons in the second and third hidden layers varied from 0 to 15. All three layers use the same hyperbolic tangent activation function. The input layer of the neural network consists of nine neurons. The output layer consists of two neurons, which are intended for the prediction of the frequency response characteristics of the transmission coefficient ( $S_{21}(f)$ ) and the reflection coefficient ( $S_{11}(f)$ ).

The frequency characteristics of  $S$ -parameters were predicted in three cases with 10 nH, 18 nH, and 27 nH inductors (Fig. S4.3).



**Fig. S4.3.** Comparison of calculated and predicted S-parameter results of the hybrid meander line when inductivity is equal to 10 nH (a), 18 nH (b), and 27 nH (c)

The minimum average difference between the modelled and predicted frequency characteristics is 6.74% for  $S_{11}(f)$  and 4.79% for  $S_{21}(f)$ , respectively, when the network structure is  $18 \times 15 \times 4$ , and 10 nH inductors are used for the meander line (Fig. S4.3, a). The lowest average difference between the modelled and predicted frequency characteristics is 6.92% for  $S_{11}(f)$  and 4.76% for  $S_{21}(f)$ , respectively, when the network structure is  $18 \times 10 \times 3$ , and 18 nH inductors are used for the meander line (Fig. S4.3, b). The lowest average difference between the modelled and predicted frequency characteristics is 6.53% for  $S_{11}(f)$  and 4.64% for  $S_{21}(f)$ , respectively, when the network structure is  $18 \times 14 \times 2$ , and 27 nH inductors are used for the meander line (Fig. S4.3, c).

The result analysis shows that the cut-off frequencies at  $-3$ dB level are the same for modelled and predicted  $S_{11}(f)$  and  $S_{21}(f)$  frequency characteristics. The difference between modelled and predicted S-parameters is small. Prediction of frequency characteristics is a much faster process compared to characteristics modelling with specialised software. Calculations took eight hours using Sonnet<sup>®</sup> (the method of moments), while prediction took 63 seconds using the artificial neural network. Training the network took less than 127.43 seconds.

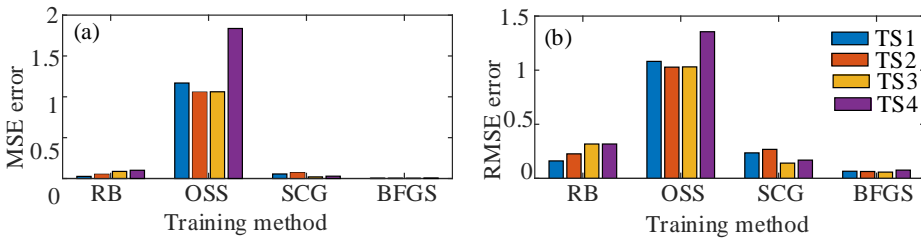
The next investigation focus on prediction of parameters of the semiconductor microstrip bandpass filter. A semiconductor half-wave resonator microstrip bandpass filter is modelled with Sonnet<sup>®</sup> for research and analysis: a 3.5 GHz 5th-order Chebyshev filter with 0.1 dB ripple, lower and higher cut-off frequencies of the passband, respectively, are 3.17 GHz and 3.87 GHz. The p-Ge semiconductor ( $\epsilon_r = 16.2$ ) is used as a substrate of the microstrip filter. The main structural parameters of this microstrip filter are the resonator width ( $W_j$ ), the resonator length ( $l_j$ ), and the gap between adjacent resonators ( $s_j$ ).

A set of results is obtained by performing simulations in Sonnet<sup>®</sup> with different conductivity values of the semiconductor substrate. There were 18 data sets collected. Each data set consists of  $S_{21}$  coefficient values, frequency  $f$ , conductivity  $\sigma$ , carrier density  $N$ ,

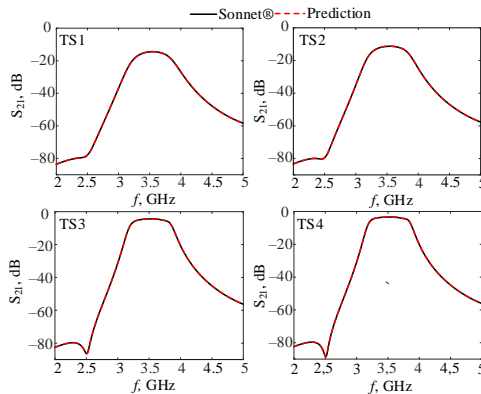
and temperature  $T$ . Each data set consists of a  $4 \times 301$  input matrix and  $1 \times 301$  target matrix. The total size of the matrix used for the neural network training was  $4 \times 4214$ . About 70% of the collected data was used for neural network training, about 15% for training validation, and about 15% for testing. Four data sets were used for testing. The mean squared error (MSE) and root mean square error (RMSE) were chosen to evaluate the prediction accuracy.

The neural network was trained with Resilient Backpropagation, Scaled Conjugate Gradient, One Step Secant, and BFGS Quasi-Newton (BFGS) training algorithms (Fig. S4.4). The best prediction results were obtained after training the network with the BFGS Quasi-Newton training method (Fig. S4.5). Average MSE and RMSE errors are 0.0044 and 0.055, respectively. The lowest MSE error was obtained for the prediction of TS3 results and was equal to 0.0034, while the lowest RMSE error was 0.058, also obtained with TS3. The largest difference between MSE and RMSE errors was obtained in this case.

The prediction of  $S_{21}$  parameters of the microstrip bandpass filter is noticeably faster than classical numerical models. The proposed method can be used for fast parameter prediction, which can be implemented in real-time reconfigurable systems requiring on-site parameter estimation.



**Fig. S4.4.** MSE (a) and RMSE (b) error results for four test sets



**Fig. S4.5.** Prediction results for frequency response for TS1–TS4 data sets after training the network with the BFGS Quasi-Newton method

## General Conclusions

1. The widest operating frequency range  $\Delta f$  is achieved with semiconductor microstrip bandpass filters on the p-Si substrate. The operating frequency range  $\Delta f \approx 1$  GHz was obtained when the charge carrier density  $N$  varies in range from  $5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  to  $5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  because p-Si semiconductor permittivity is smaller than p-Ge semiconductor permittivity.
2. An embedded E7 nematic liquid crystal fragment improves the reflection coefficient  $S_{11}$  of the microstrip patch antenna with the excitation gap from  $-18.04$  dB to  $-21.7$  dB when the antenna frequency operates in WiFi/WiMax band 2.4 GHz.
3. The operating frequency range of the multilayer InSb semiconductor waveguide narrows down from 61.3 GHz to 44.5 GHz when the thickness of the external semiconductor n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> changes from  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$  to  $d_2 = 100 \text{ }\mu\text{m}$  because n-InAs<sub>1-x</sub>Sb<sub>x</sub> layer redistributes the electromagnetic field.
4. The lowest normalised attenuation coefficient (0.0053) for a multilayer semiconductor waveguide with SiGe core is received when zirconium-tin-titanate with high permittivity ( $\epsilon'_t = 36$ ) is used in an external dielectric layer  $d_1$  when the thickness of the external semiconductor layer is  $d_2 = 10 \text{ }\mu\text{m}$ .
5. The differential shift of the phase coefficient  $\beta$  of the semiconductor multilayer waveguide equals 2390.63 rad/m, reached when Si semiconductor is used for the waveguide core and the graphene's electrochemical potential changes from 0.15 eV to 0.2 eV used  $d_2$  layer.
6. The programs in Matlab based on artificial neural networks were created to predict the frequency response of  $S_{11}(f)$  and  $S_{21}(f)$  coefficients of hybrid meander delay lines with 6.74% and 4.79% errors, respectively.
7. The frequency response of  $S_{21}(f)$  coefficients of semiconductor microstrip bandpass filters on p-Ge substrate is predicted with MSE = 0.0034 and RMSE = 0.0580 errors when the neural network is trained using the BFGS Quasi-Newton training algorithm. The prediction of the  $S_{21}$  coefficient is 5000 times faster than other electrodynamic methods.



Vaiva RUSEN

DAUGIASLUOKSNIŲ PUSLAIDININKINIŲ IR DIELEKTRINIŲ  
MIKROBANGŲ ĮTAISŲ TYRIMAS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,  
elektros ir elektronikos inžinerija (T 001)

RESEARCH ON MULTILAYER SEMICONDUCTOR AND  
DIELECTRIC MICROWAVE DEVICES

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,  
Electrical and Electronic Engineering (T 001)

Anglų kalbos redaktorė Jūratė Griškėnaitė  
Lietuvių kalbos redaktorė Dalia Markevičiūtė

2023 04 28. 12,75 sp. l. Tiražas 20 egz.  
Leidinio el. versija <https://doi.org/10.20334/2023-017-M>  
Vilniaus Gedimino technikos universitetas  
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius  
Spausdino UAB „Ciklonas“,  
Žirmūnų g. 68, 09124 Vilnius