VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Andrius KATKEVIČIUS

SPIRALINIŲ IR MEANDRINIŲ LĖTINIMO SYSTEMŲ DAŽNINIŲ SAVYBIŲ TYRIMAS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)

Vilnius LEIDYKLA
TECHNIKA 2013

Disertacija rengta 2009–2013 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Mokslinis vadovas

prof. habil. dr. Stanislovas ŠTARAS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, technologijos mokslai, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T, 2009–2011).

prof. habil. dr. Romanas MARTAVIČIUS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, technologijos mokslai, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T, 2011–2013).

VG TU leidyklos TECHNIKA 2130-M mokslo literatūros knyga
<http://leidykla.vgtu.lt>

ISBN 978-609-457-493-1

© VG TU leidykla TECHNIKA, 2013
© Andrius Katkevičius, 2013
andrius.katkevicius@vgtu.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Andrius KATKEVIČIUS

INVESTIGATION OF FREQUENCY PROPERTIES OF HELICAL AND MEANDER SLOW-WAVE SYSTEMS

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)

Vilnius LEIDYKLA TECHNICA 2013

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

Scientific Supervisor

Prof Dr Habil Stanislovas ŠTARAS (Vilnius Gediminas Technical University, Technological Sciences, Electrical and Electronic Engineering – 01T, 2009–2011).

Prof Dr Habil Romanas MARTAVIČIUS (Vilnius Gediminas Technical University, Technological Sciences, Electrical and Electronic Engineering – 01T, 2011–2013).

Reziumė

Disertacijoje sprendžiama spiralinių ir meandrinių lėtinimo sistemų su periodiniais netolygumais modeliavimo metodų tobulinimo ir jų tobulesnių konstrukcijų paieškos problema. Pagrindiniai tyrimo objektai – nevienalytės periodinės lėtinimo sistemos ir jų modeliai bei analizės metodai. Darbo tikslas yra tobulinti sudėtingas turinčias periodinių netolygumų spiralines ir meandrines lėtinimo sistemas ir ištirti jų analizės metodus, siekiant atskleisti nevienalyčių lėtinimo sistemų savybes ir jų automatizuoto projektavimo galimybes.

Darbe sprendžiami uždaviniai: periodinių netolygumų įtakos nevienalyčių lėtinimo sistemų savybėms tyrimas; spiralinių, meandrinių ir hibridinių lėtinimo sistemų, turinčių periodinių netolygumų, savybių tyrimas; lėtinimo sistemų automatizuotos analizės ir projektavimo algoritmų kūrimas, taikant dirbtinių neuronų tinklus.

Disertaciją sudaro įvadas, keturi skyriai, bendrosios išvados, naudotos literatūros ir autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašai ir 2 priedai.

Įvadiniamame skyriuje formuluojama tiriamoji problema, aptariamas darbo aktualumas, aprašomas tyrimų objektas, formuluojamas darbo tikslas bei uždaviniai, aprašoma tyrimų metodika, darbo mokslinis naujumas, rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai. Įvado pabaigoje pristatomi pranešimai konferencijose disertacijos tema bei pateikiama disertacijos struktūra.

Pirmajame skyriuje pateikiama literatūros analizė, aptariamos lėtinimo sistemų taikymo sritys. Analizuojama lėtinimo sistemų periodinių netolygumų problema. Aptariamas autoriaus indėlis į nagrinėjamos problemos sprendimą. Skyriaus pabaigoje formuluojamos išvados ir tikslinami disertacijos uždaviniai.

Antrajame skyriuje parinktos ilgosios linijos įėjimo varžos bei perdavimo koeficiento dažninių charakteristikų skaičiavimo metodikos, aptartos sudarytos programos ir pateikti tyrimo rezultatai, atskleidžiantys nevienalytiškumo įtaką lėtinimo sistemų savybėms.

Trečiajame skyriuje tiriamos turinčios periodinių netolygumų spiralinės, meandrinės ir hibridinės lėtinimo sistemos. Parenkamos sistemos įėjimo varžos, lėtinimo koeficiento ir užtvarinės juostos pločio skaičiavimo metodikos bei pateikiami jų tyrimo rezultatai.

Ketvirtajame skyriuje parodomos galimybės automatizuotam lėtinimo sistemų projektavimui taikyti dirbtinių neuronų tinklus bei pateikiami lėtinimo sistemų tyrimo, taikant dirbtinių neuronų tinklus, rezultatai.

Disertacijos tema paskelbti 9 moksliniai straipsniai, iš kurių šeši recenzuojamuose mokslo žurnaluose. Keturi iš jų mokslo žurnaluose, įtrauktuose į *Thomson Reuters Web of Science* duomenų bazę. Disertacijos tema perskaityta viešuoju pranešimu mokslinėse konferencijose.

Abstract

There are investigated issues of modeling techniques improvement and investigation of improved design of helical and meander slow-wave systems with periodical inhomogeneities in the dissertation. Objects of research – models of slow-wave systems with periodical inhomogeneities and their methods of investigation. Aim of the work – improvement of sophisticated helical and meander slow-wave systems with periodical inhomogeneities and investigation of their methods of analysis, in order to reveal general characteristics of inhomogeneous slow-wave systems and capabilities of using computer-aided design.

The dissertation approaches major tasks such as: influence of periodical inhomogeneities to characteristics of slow-wave systems; investigation of properties of helical, meander and hybrid slow-wave systems with periodical inhomogeneities; creation of automated algorithms of analysis and design of slow-wave systems using artificial neural networks.

The thesis consists of four parts including introduction, 4 chapters, conclusions, references and 2 annexes.

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

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

Chapter 2 describes the methodology for calculation of input impedance and transfer coefficient characteristics of the transmission line and investigation of their methods of analysis.

Chapters 3 investigates helical, meander and hybrid slow-wave systems with periodical inhomogeneities. Methodologies for calculation input impedance, retardation factor and the stop-band width are selected.

In the chapters 4 are discussed the findings of research and are proven possibilities to use artificial neural networks in automated computer-added design of slow-wave systems.

9 articles focusing on the subject of the discussed dissertation are published: six articles in reviewed scientific journals, four of them in *Thomson Reuters Web of Science* register, tree articles – in conference proceedings. 11 presentations on the subject have been given in conferences on national and international level.

Žymėjimai

Simboliai

- a – koeficientas, matmuo;
- b – koeficientas, matmuo;
- C – talpa, kontūras;
- c – koeficientas, matmuo;
- c_0 – šviesos greitis;
- E – elektrinio lauko stiprumas (stipris), šaltinio elektrovara;
- f – dažnis;
- f_c – užtvarinės juostos centrinis dažnis;
- g – funkcija;
- h – impulsinė charakteristika, matmuo, poslinkis;
- I – srovės stipris;
- i – momentinis srovės stipris, eilės numeris;
- j – eilės numeris;
- j – menamasis vienetasis;
- K – perdavimo funkcija;
- $K(\omega)$ – dažninė amplitudės charakteristika;

k – bangos skaičius, eilės numeris;
 k_L – lėtinimo koeficientas;
 L – žingsnis, kontūras;
 L_H – induktyvumas;
 L_S – lėtinimo sistemos ilgis;
 l_i – i -osios srities ilgis;
 l_p – linijos nevienalyčio periodo ilgis;
 m – eilės numeris;
 N – sveikasis skaičius;
 n – eilės numeris;
 p – atspindžio koeficientas;
 R – aktyvioji varža;
 S – plotas, matmuo;
 s – signalas, matmuo;
 T – periodas;
 $T(t)$ – pereinamoji charakteristika;
 t – laikas;
 t_v – vėlinimo trukmė;
 U – potencialų skirtumas, įtampa;
 u – momentinė įtampa;
 v_f – fazinis greitis;
 w – matmuo;
 x – koordinatė;
 Y – laidumas;
 y – koordinatė;
 Z – varža;
 Z_B – banginė varža;
 Z_{IN} – įėjimo varža;
 Z_a – apkrovos varža;
 z – koordinatė;
 α – koeficientas, daugiklis, slopinimo koeficientas;
 β – fazės koeficientas;
 Δ – pokytis, žingsnis;
 ΔF – praleidžiamųjų dažnių juostos plotis;

ε_r – santykinė dielektrinė skvarba;
 ε_0 – elektrinė konstanta;
 λ – bangos ilgis;
 μ_r – santykinė magnetinė skvarba;
 μ_0 – magnetinė konstanta;
 τ – laiko pastovioji;
 θ – fazės skirtumo kampas;
 ω – kampinis dažnis;
 $\mathbf{Y}$ – normuotųjų laidžių sklaidos matrica;
 $\mathbf{Z}$ – normuotųjų varžų sklaidos matrica;
 $\mathbf{B}$ – β parametrų sklaidos matrica;
 $\mathbf{H}$ – h parametrų sklaidos matrica.

Santrumpos

LS – lėtinimo sistema;
 SLS – spiralinė lėtinimo sistema;
 MLS – meandrinė lėtinimo sistema;
 HLS – hibridinė lėtinimo sistema;
 BBEVS – bėgančios bangos elektroninių vamzdžių sistemos;
 KKGS – kietojo kūno galios stiprintuvas;
 FDM – baigtinių skirtumų metodas;
 FEM – baigtinių elementų metodas;
 FDTD – baigtinių skirtumų laiko srities metodas;
 MoM – momentų metodas;
 DNT – dirbtinių neuronų tinklas;
 PIP – programinės įrangos paketas.

Turinys

IVADAS	1
Problemos formulavimas.....	1
Darbo aktualumas.....	2
Tyrimų objektas.....	2
Darbo tikslas.....	2
Darbo uždaviniai	3
Tyrimų metodika	3
Darbo mokslinis naujumas	3
Darbo rezultatų praktinė reikšmė	4
Ginamieji teiginiai.....	4
Darbo rezultatų aprobavimas.....	5
Disertacijos struktūra.....	6
 1. NEVIENALYČIŲ LĖTINIMO SISTEMŲ IR JŲ ANALIZĖS METODŲ APŽVALGA	 7
1.1. Nevienalyčių lėtinimo sistemų modeliai ir tyrimas	7
1.2. Nevienalyčių lėtinimo sistemų taikymo sritys.....	10
1.2.1. Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemų taikymo sritys.....	10
1.2.2. Meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemų taikymo sritys.....	13
1.3. Nevienalyčių lėtinimo sistemų tyrimams taikomi metodai	19
1.4. Nevienalyčių lėtinimo sistemų problemos	22
1.5. Nevienalyčių lėtinimo sistemų tyrimas taikant dirbtinių neuronų tinklus	23

1.6. Autoriaus indėlis į problemos sprendimą	25
1.7. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas.....	26
2. NEVIENALYČIŲ PERIODINIŲ SISTEMŲ SAVYBIŲ TYRIMAS.....	27
2.1. Sistemų dažninių savybių tyrimas ilgujų linijų metodu.....	27
2.1.1. Įėjimo varžos skaičiavimo algoritmas	28
2.1.2. Įėjimo varžos skaičiavimo rezultatai	31
2.2. Sistemų dažninių savybių tyrimas matricių metodu	35
2.2.1. Skaičiavimų algoritmas matricių metodu	35
2.2.2. Skaičiavimų rezultatai matricių metodu	38
2.3. Periodinių netolygumų įtaka pereinamajai charakteristikai.....	44
2.3.1. Pereinamosios charakteristikos ir impulsinių signalų formos tyrimai	44
2.3.2. Pereinamosios charakteristikos ir impulsinių signalų skaičiavimo rezultatai	46
2.4. Sistemų tyrimas taikant specializuotą programinę įrangą	48
2.4.1. Nevienalyčių periodinių sistemų tyrimo modeliai	48
2.4.2. Nevienalyčių periodinių sistemų modeliavimo rezultatai.....	50
2.5. Antrojo skyriaus išvados	53
3. LĖTINIMO SISTEMŲ SAVYBIŲ TYRIMAS	55
3.1. Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis ir savybių analizė	56
3.1.1. Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis	56
3.1.2. Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemos savybių analizė	62
3.2. Meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis ir savybių analizė	67
3.2.1. Meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis	67
3.2.2. Meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos savybių analizė	69
3.3. Hibridinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis ir savybių analizė	74
3.3.1. Hibridinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis	74
3.3.2. Hibridinės konstrukcijos lėtinimo sistemos savybių analizė	76
3.4. Lėtinimo sistemų tyrimas taikant specializuotą programinę įrangą	77
3.4.1. Nevienalyčių lėtinimo sistemų tyrimo modeliai	77
3.4.2. Nevienalyčių lėtinimo sistemų tyrimo rezultatai	81
3.5. Trečiojo skyriaus išvados	86
4. LĖTINIMO SISTEMŲ TYRIMAS TAIKANT DIRBTINIŲ NEURONŲ TINKLUS.....	87
4.1. Prognozės algoritmai taikant dirbtinių neuronų tinklus.....	87
4.1.1. Dirbtinių neuronų tinklų taikymo galimybių analizė.....	88
4.1.2. Analizės ir projektavimo algoritmai taikant dirbtinių neuronų tinklus	91
4.2. Prognozės rezultatai taikant dirbtinių neuronų tinklus	95
4.2.1. Analizės rezultatai taikant dirbtinių neuronų tinklus	95
4.2.2. Projektavimo rezultatai taikant dirbtinių neuronų tinklus	100
4.3. Ketvirtąjo skyriaus išvados	101
BENDROSIOS IŠVADOS	103

LITERATŪRA IR ŠALTINIAI.....	105
AUTORIAUS PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS	115
PRIEDAI.....	117
A priedas. Eksperimentinės sistemos struktūrinė schema	117
B priedas. Meandrinės lėtinimo sistemos eksperimento rezultatai.....	118

Contents

INTRODUCTION	1
The investigated problem	1
Importance of the thesis	2
The object of research	2
The goal of the thesis.....	2
The tasks of the thesis	3
Research methodology	3
Importance of scientific novelty	3
Practical significance of achieved results	4
The defended propositions	4
Aproval of the results	5
Dissertation structure.....	6
 1. REVIEW OF INHOMOGENEOUS SLOW-WAVE SYSTEMS AND THEIR METHODS OF ANALYSIS.....	 7
1.1. Models and analysis of inhomogeneous slow-wave systems	7
1.2. Scope of applications of inhomogeneous slow-wave systems	10
1.2.1. Application areas of helical slow-wave systems	10
1.2.2. Application areas of meander slow-wave systems	13
1.3. Methods applying to investigations of inhomogeneous slow-wave systems.....	19
1.4. Applications problems of inhomogeneous slow-wave systems	22

1.5. Investigation of inhomogeneous slow-wave systems using artificial neural networks	23
1.6. Author's contribution to the solution of the problem.....	25
1.7. Conclusions of the chapter 1 and formulation of thesis tasks.....	26
2. INVESTIGATION OF PROPERTIES OF INHOMOGENEOUS PERIODICAL SYSTEMS.....	27
2.1. The investigation of system frequency characteristics using transmission lines method.....	27
2.1.1. Calculation algorithm of input impedance	28
2.1.2. Calculation results of input impedance.....	31
2.2. The investigation of system frequency characteristics using matrix method	35
2.2.1. Calculation algorithm using matrix method	35
2.2.2. Results of calculations using matrix method	38
2.3. Influence of periodical inhomogeneities on transient responses	44
2.3.1. Investigations of transient responses and pulse waveforms	44
2.3.2. Calculation results of transient responses and the pulse signals.....	46
2.4. Systems investigation using specialized software packages.....	48
2.4.1. Investigation methods of inhomogeneous periodical systems.....	48
2.4.2. Results of modeling of inhomogeneous periodical systems	50
2.5. Conclusions of the chapter 2	53
3. INVESTIGATION OF PROPERTIES OF SLOW-WAVE SYSTEMS	55
3.1. Model and the analysis of properties of helical slow-wave system.....	56
3.1.1. The model of helical slow-wave system.....	56
3.1.2. Analysis of properties of helical slow-wave system.....	62
3.2. Model and the analysis of properties of meander slow-wave system.....	67
3.2.1. The model of meander slow-wave system.....	67
3.2.2. Analysis of properties of meander slow-wave system.....	69
3.3. Model and the analysis of properties of hybrid slow-wave system	74
3.3.1. The model of hybrid slow-wave system	74
3.3.2. Analysis of properties of hybrid slow-wave system	76
3.4. Investigation of slow-wave systems using specialized software packages.....	77
3.4.1. Investigation models of inhomogeneous slow wave systems.....	77
3.4.2. Investigation results of inhomogeneous slow wave systems	81
3.5. Conclusions of the chapter 3	86
4. INVESTIGATION AND DESIGN OF THE SLOW-WAVE SYSTEMS USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS	87
4.1. Prediction algorithms using artificial neural networks	87
4.1.1. Applications of artificial neural networks	88
4.1.2. Analysis and synthesis algorithms using artificial neural networks	91
4.2. Prediction results using artificial neural networks.....	95
4.2.1. Analysis results using artificial neural networks	95
4.2.2. Synthesis results using artificial neural networks.....	100

4.3. Conclusions of the chapter 4	101
GENERAL CONCLUSIONS	103
REFERENCES	105
LIST OF THE AUTHOR'S SCIENTIFIC PUBLICATIONS RELATED TO THE TOPIC OF DISSERTATION.....	115
APPENDIXES	117
Appendix A. Structural diagram of experimental system.....	117
Appendix B. Results of the experiment of meander slow-wave system.....	118

Ivadas

Problemos formulavimas

Dėl susidarančių spiralinėse ir meandrinėse lėtinimo sistemų konstrukcijose periodinių netolygumų jos įgauna nepageidaujamas užtvarinių filtrų savybes, dėl ko mažėja viso elektrodinaminio įtaiso praleidžiamųjų dažnių juostos plotis. Siekiant pagerinti elektrinių įtaisų dažnines savybes reikia ieškoti tobulesnių spiralinių ir meandrinų lėtinimo sistemų konstrukcijų, leisiančių praplėsti praleidžiamųjų dažnių juostą ir sumažinti dažninių charakteristikų kitimus.

Spiralinių ir meandrinų lėtinimo sistemų analizei dažniausiai taikomi analitiniai ir skaitiniai iteraciniai analizės metodai, leidžiantys apskaičiuoti jų elektrinius parametrus ir charakteristikas. Šie metodai reikalauja didelių skaičiavimo resursų, sudėtingų matematinių modelių sudarymo bei negali kaupti projektuotojo patirties. Ieškant naujų lėtinimo sistemų konstrukcijų, reikia tobulinti lėtinimo sistemų modeliavimo metodus.

Disertacijoje sprendžiama spiralinių ir meandrinų lėtinimo sistemų su periodiniais netolygumais modeliavimo metodų tobulinimo ir jų tobulesnių konstrukcijų paieškos problema.

Darbo aktualumas

Spiralinės ir meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos plačiai naudojamos šiuolaikinėse elektroninėse sistemose ir įtaisuose: antenose, filtruose, šakotuvuose, monolitiniuose integriniuose grandynuose, didelio duomenų perdavimo greičio skaitmeniniuose įtaisuose ir pan.

XX a. viduryje lėtinimo sistemos buvo projektuojamos taikant eksperimentinius ir analitinius metodus. Vystantis kompiuterinei technikai ir išryškėjus analitinių metodų apribojimams dėl sudėtingo matematinio modelio aprašymo plačiau pradėti taikyti skaitiniai metodai. Taikant skaitinius metodus skaičiavimai analizuojant praktikoje taikomus įtaisus gali trukti daug valandų net naudojant pajėgias darbo stotis. Nuo XX a. dešimto dešimtmečio vidurio taikomos technologijos, leidžiančios išlygiagretinti skaičiavimus tarp asmeninių kompiuterių arba grafinių bei specialios paskirties mikroprocesorių. Pastaraisiais metais dirbtinių neuronų tinklų metodai buvo pripažinta kaip naudinga alternatyva tradiciniams mikrobangų modeliavimo metodams.

Spiralinės ir meandrinės lėtinimo sistemų konstrukcijos dėl periodiškai kintančių vienalyčių sričių ir nuo jų susidarančių atspindžių įgauna nepageidaujamas užtvarinių filtrų savybes. Dėl šios priežasties didėja lėtinimo koeficiento dažninių charakteristikų dispersija ir siaurėja lėtinimo sistemos ir viso įtaiso darbo dažnių sritis. Todėl tikslinga ieškoti naujų lėtinimo sistemų konstrukcijų, leisiančių praplėsti darbo dažnių sritį bei sumažinti lėtinimo koeficiento dispersiją.

Taigi aktualu ieškoti naujų automatizuoto lėtinimo sistemų tyrimo metodų, taikant dirbtinių neuronų tinklus, leisiančių surasti lėtinimo sistemų parametrus, išvengiant sudėtingų lėtinimo sistemų matematinių modelių sudarymo, pagreikinti skaičiavimus, išvengiant papildomos brangios įrangos naudojimo, ir išsaugoti sukauptas lėtinimo sistemų projektavimo žinias.

Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas – nevienalytės periodinės lėtinimo sistemos ir jų modeliai bei analizės ir sintezės metodai.

Darbo tikslas

Darbo tikslas yra tobulinti sudėtingas turinčias periodinių netolygumų elektrodinamines spiralinės ir meandrinės lėtinimo sistemas bei ištirti jų analizės metodus, siekiant atskleisti nevienalyčių lėtinimo sistemų ypatumus ir jų automatizuoto projektavimo galimybes.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti darbe reikia spręsti šiuos uždavinius:

1. Ištirti periodinių netolygumų įtaką nevienalyčių lėtinimo sistemų savybėms.
2. Ištirti spiralinių, meandrinių ir hibridinių lėtinimo sistemų, turinčių periodinių netolygumų, savybes.
3. Taikant dirbtinių neuronų tinklus sudaryti turinčių periodinių netolygumų lėtinimo sistemų automatizuotos analizės ir projektavimo algoritmus.
4. Imitacinių skaičiavimų būdu patikrinti siūlomų metodų veiksmingumą.

Tyrimų metodika

Darbe taikomi elektrodinaminio uždavinio sprendimo metodai, pritaikyti lėtinimo sistemų analizei – tai ilgųjų linijų, matricinis, daugialaidžių linijų ir skaitinis metodai, dirbtinių neuronų tinklų teorija. Lėtinimo sistemų kompiuteriniai modeliai ir sukurtieji algoritmai įgyvendinti, taikant programų paketą Matlab® bei specialios paskirties programų paketus CST Microwave Studio® ir Sonnet®.

Darbo mokslinis naujumas

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

1. Sukurti nauji ilgosios linijos su periodiniais netolygumais modeliai bei metodai nevienalyčių plačiajuosčių periodinių sistemų užtvarinėms savybėms tirti bei gauti jų tyrimo rezultatai.
2. Taikant daugialaidžių linijų metodą sukurti algoritmai, leidę ištirti lėtinimo sistemos parametrų įtaką užtvarinės juostos pločiui, kurių rezultatui panaudoti spiralinių lėtinimo sistemų projektavimui.
3. Sukurti meandrinės, spiralinės bei hibridinės spiralė-meandras-spiralė sistemų matematiniai modeliai ir išvestos dispersinės lygtys, leidusios atskleisti lėtinimo sistemų periodinio nevienalytiškumo ir skersinio asimetriškumo įtaką sistemų dažninėms savybėms.

4. Taikant dirbtinių neuronų tinklus sukurta nevienalyčių elektrodinaminių lėtinimo sistemų dažninių charakteristikų skaičiavimo metodika, leidžianti nustatyti dažnines charakteristikas neišvedant sistemų dispersinių lygčių ir sudaryti dirbtinių neuronų tinklais paremti lėtinimo sistemų automatizuoto projektavimo algoritmai.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Sudaryti elektrodinaminių lėtinimo sistemų tyrimo metodai ir iteraciniai skaičiavimo algoritmai, leidžiantys projektuoti lėtinimo sistemas, įvertinant sistemose esančius periodinius netolygumus, ir atskleisti naujausių konstrukcijų lėtinimo sistemų ypatumus. Sudaryti dirbtinių neuronų tinklais paremti lėtinimo sistemų dažninių charakteristikų skaičiavimo algoritmai, leidžiantys atsisakyti sudėtingų analitinių metodų ir paspartinti analizės ir sintezės procesus. Naudojant programinį paketą Matlab[®] sudaryta programinė įranga, leidžianti projektuoti lėtinimo sistemas.

Ginamieji teiginiai

1. Dėl periodinių netolygumų lėtinimo sistemos įgauna užtvarinių filtrų savybes, to priežastimi yra atsiradęs fazių skirtumo kampas tarp gretimų laidininkų įtampų ar srovių, siekiantis iki $\pi/2$ arba π radianų.
2. Turinčių periodinių netolygumų lėtinimo sistemų lėtinimo koeficiento dažninės charakteristikos dispersiją pavyksta sumažinti ir išvengti užtvarinės juostos, mažinant banginių varžų kitimo santykį išilgai laidininko iki 1,3 ir didinant vienalyčių sričių ilgių santykį iki 1,5 bei mažinant nevienalytiškumo periodą, t. y. didinant nevienalyčių periodų skaičių išilgai laidininko vijos.
3. Padidinti meandrinų lėtinimo sistemų lėtinimo koeficientą ir įėjimo varžą ir garantuoti didesnę sistemos jautrumą galima papildant sistemą spiraliniu laidininku – naudojant hibridinę spiralė-meandras-spiralė sistemą.
4. Dirbtinių neuronų tinklais paremti algoritmai leidžia taikyti automatizuotus nevienalyčių lėtinimo sistemų projektavimo ir analizės metodus, neišvedant sistemų dispersinių lygčių.

Darbo rezultatų apibavimas

Disertacijos tema atspausdinti 9 moksliniai straipsniai, iš kurių 6 straipsniai paskelbti recenzuojamuose mokslo žurnaluose.

Disertacijos tema perskaityta 11 pranešimų mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje:

- Katkevičius, A. 2009. Linijų su periodiniais netolygumais dažninių charakteristikų tyrimas. Dvyliktoji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2009 m. kovo 20 d.
- Katkevičius, A., Štaras, S. 2009. Simulation of Structures Containing Periodical Inhomogeneities. XIX International Conference on Electromagnetic Disturbances „*EMD2009*“. Balstogė, Lenkija, 2009 m. rugsėjo 23–25 d.
- Katkevičius, A. 2010. Linijos su nuostoliais bei periodiniais netolygumais savybių tyrimas. Tryliktoji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2010 m. kovo 19 d.
- Katkevičius, A., Štaras, S. 2010. Properties of Helical Structures Containing Periodical Inhomogeneities. Keturioliktoji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2010*“. Vilnius, 2010 m. gegužės 18–20 d.
- Katkevičius, A., Štaras, S. 2010. Analysis of Helical Systems Containing Periodical Inhomogeneities. Aštuonioliktoji tarptautinė mikrobangų, radarų ir bevielių ryšių konferencija „*MIKON-2010*“. Vilnius, 2010 m. birželio 14–16 d.
- Katkevičius, A. 2011. Dirbtinių neuronų tinklų taikymas lėtinimo sistemų savybėms tirti. Keturioliktoji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2011 m. kovo 18 d.
- Katkevičius, A., Štaras, S. 2011. Analysis of Rejection Properties of Meander Systems. Penkioliktoji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2011*“. Vilnius, 2011 m. gegužės 17–19 d.
- Katkevičius, A. 2011. Calculation of Characteristics of Microwaves Devices Using Artificial Neuron Networks. Tarptautinis seminaras „*Microwave and Light-Wave Systems*“. Vilnius, 2011 m. gruodžio 2 d.
- Katkevičius, A. 2012. Lėtinimo sistemų savybių tyrimas įvertinant nuostolius laidininkuose. Penkioliktoji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2012 m. kovo 16 d.
- Katkevičius, A., Martavičius, R. 2012. Automated synthesis method for inhomogeneous delay systems using artificial neural networks. XXII In-

ternational Conference on Electromagnetic Disturbances „EMD2012“. Vilnius, 2012 m. rugsėjo 20–21 d.

- Katkevičius, A. 2012. Delay systems modeling using artificial neural networks. Tarptautinis seminaras „*Modern Microwave Devices and Systems*“. Minskas, Baltarusija, 2012 m. lapkričio 18 d.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, keturi skyriai, kitų autorių ir autoriaus literatūros sąrašai, rezultatų apibendrinimas, bendrosios išvados ir 2 priedai.

Darbo apimtis yra 116 puslapių, neskaitant priedų, tekste panaudotos 73 numeruotos formulės, 60 paveikslų ir 3 lentelės. Rašant darbą buvo panaudoti 128 literatūros šaltiniai.

Nevienalyčių lėtinimo sistemų ir jų analizės metodų apžvalga

Skyriuje analizuojamos lėtinimo sistemų (LS) konstrukcijos, lėtinimo sistemų taikymo sritys, analizės metodai bei analizei taikytina specializuota programinė įranga. Aptariama lėtinimo sistemų tyrimo problema bei suformuluojami disertacijos darbo tikslas ir uždaviniai.

1.1. Nevienalyčių lėtinimo sistemų modeliai ir tyrimas

Elektroniniuose įtaisuose ir sistemose plačiai taikomi tiesiniai paskirstytųjų parametrų įrenginiai, kuriuose elektromagnetinės bangos fazės sklidimo greitis v_f yra plačiame dažnių ruože daug mažesnis už šviesos greitį vakuumo c_0 . Šie įrenginiai vadinami plačiajuostėmis elektrodinaminėmis lėtinimo sistemomis (Штаpac *et al.* 1993).

Lėtinimo sistemų paskirtis sulėtinti sistema sklindantį signalą – sumažinti jo sklidimo greitį. Plačiajuostės vienašakės lėtinimo sistemos, kaip ilgosios linijos, gali būti apibūdinamos dažninėmis ir laiko charakteristikomis. Svarbiausios LS savybės apibūdinančios dažninės charakteristikos – lėtinimo koeficiento ir banginės varžos arba įėjimo varžos priklausomybės nuo dažnio.

Lėtinimo koeficientas rodo, kiek kartų elektromagnetinės bangos fazės sklidimo greitis mažesnis už šviesos greitį vakuumė. Jis išreiškiamas formule:

$$k_L = \frac{c_0}{v_f} = c_0 \sqrt{L_1 C_1}, \quad (1.1)$$

čia L_1 ir C_1 – sistemos ilginis induktyvumas ir ilginė talpa, v_f – fazinis greitis.

Banginė varža išreiškiama formule:

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \quad (1.2)$$

Daugeliu atvejų nevienalytės lėtinimo sistemos priklausančią nuo koordinatės įėjimo varžą galima apskaičiuoti taikant formulę:

$$Z_{IN} = \frac{U(x)}{I(x)}, \quad (1.3)$$

čia $U(x)$ ir $I(x)$ yra įtampos ir srovės kompleksinės amplitudės sistemos pjūvyje, kurio koordinatė x .

Sprendžiant lėtinimo įtaisų taikymo klausimus, greta aptartų charakteristikų naudojamos ir kitos charakteristikos, kurios priklauso nuo įtaisų paskirties. Vėlinimo linijų atveju svarbiausios charakteristikos – tai vėlinimo trukmės dažninė charakteristika, dažninė amplitudės charakteristika, dažninė fazės charakteristika ir pereinamoji arba impulsinė charakteristikos. Pereinamoji arba impulsinė charakteristikos vaizdžiai parodo perduodamų per LS impulsų formos iškraipymus, tačiau nepaaiškina jų priežasties. Iškraipymų priežasties nustatymui naudojamos dažninės LS charakteristikos.

Jei žinomas lėtinimo koeficientas, vėlinimo trukmę t_v galima apskaičiuoti taikant formulę:

$$t_v = \frac{L_S}{c_0} k_L, \quad (1.4)$$

čia L_S – lėtinimo sistemos ilgis.

Pagal savo paskirtį ir struktūrą šiuo metu išskiriama spiralinės, meandrinės ir mikrojuostelinės lėtinimo sistemos (Štaras *et al.* 2010). Spiralinėmis lėtinimo sistemomis vadinami elektromagnetinių bangų perdavimui skirti įtaisai, kuriuose yra bent vienas spiralinis laidininkas. Meandrinėmis lėtinimo sistemomis vadiname tokią elektromagnetinių bangų perdavimo sistemą, kurioje bent vienas laidininkas turi meandro (zigzago) formą. Skirtingai nuo spiralinio laidininko meandrinis laidininkas paprastai būna plokščias. Meandrinėse lėtinimo sistemo-

se gali būti vienas arba du ištisiniai ekranai. Erdvę tarp meandrinio laidininko ir ekranų užpildo vienalytis arba sluoksniuotas magnetodielektrikas. Kai meandrinis laidininkas suformuojamas ant vienos dielektriko pagrindo pusės standartine plėvelinių integrinių schemų gamybos technologija, o kita pagrindo pusė ištisai metalizuojama, lėtinimo sistema vadinama mikrojuosteline meandrine (Martavičius 1996).

Pirmosios spiralinės ir meandrinės LS buvo pradėtos aptarinėti spaudoje XX a. penktajame ir šeštajame dešimtmečiuose (Kallmann 1946; Pierce 1950; Sensiper 1951). Tai buvo paprasčiausios stačiakampio skerspjuvio spiralinės ir zigzagų forma sulankstytos meandrinės linijos. Vėliau pradėtos tyrinėti sudėtingesnių konstrukcijų lėtinimo sistemos (Тараненко, Трохименко 1965). LS pradėtos taikyti bėgančiosios bangos vamzdžių ir kreipimo sistemose (Niklas, Wimpffel 1985).

Didėjant LS poreikiui buvo kuriami įvairūs lėtinimo sistemų tyrimo metodai. Visų pirma lėtinimo sistemoms buvo taikyti elektrodinaminis, ekvivalentinių schemų bei daugialaidžių linijų analitiniai metodai (Kirvaitis 1994). Šie metodai yra sudėtingi – kiekvieną kartą pakeitus sistemos konstrukciją ir norint apskaičiuoti lėtinimo koeficiento, įėjimo varžos ir kitas LS dažnines charakteristikas, reikia sudarinėti sudėtingą sistemą apibrėžiantį matematinį modelį ir išvedinėti sistemos dispersinę lygtį.

XX a. devintajame dešimtmetyje ženkliai padidėjus skaičiavimo technikos resursams, sudėtingos konstrukcijos elektrodinaminių sistemų analizei vis dažniau pradėta taikyti skaitiniai metodai (Urbanavičius *et al.* 2009). Literatūros šaltinių analitinė apžvalga rodo, kad įvairiems elektromagnetizmo uždaviniams spręsti dažniausiai taikomi skaitiniai baigtinių elementų, baigtinių skirtumų ir integralinių lygčių metodai (Sadiku 2009).

Nagrinėjant sudėtingų lėtinimo sistemų dažnines amplitudės ir fazės charakteristikas tikslinga linijas skaidyti į daug smulkesnes sistemas ir taikyti matricinius metodus. Vienas iš galimų variantų yra *ABCD* matricų metodas (Zhou *et al.* 2008). Galimi ir kiti matriciniai metodai: $\mathbf{Z}$ – normuotų varžų; $\mathbf{Y}$ – normuotų laidžių; $\mathbf{B}$ – β parametų; $\mathbf{H}$ – h parametų, sklaidos matricos (Soluch 2012; Ye *et al.* 2010).

Lietuvoje elektrodinaminės lėtinimo sistemos pradėtos tyrinėti XX a. septintojo dešimtmečio viduryje tuometiniame Kauno politechnikos instituto Vilniaus filiale, kuris vėliau tapo Vilniaus Gedimino Technikos Universitetu. Prof. Z. Vainorio vadovaujama mokslininkų grupė sukūrė vieningą lėtinimo-kreipimo sistemų analizės teoriją, ištyrė ir palygino daugelio šių sistemų charakteristikas ir savybes (Вайнорис *et al.* 1986). Prie elektrodinaminių lėtinimo sistemų tyrimo ir jų taikymo elektroniniuose įtaisuose problemos sprendimo daug prisidėjo prof., S. Štaras, R. Martavičius, R. Kirvaitis, J. Skudutis, V. Urbanavičius, docentai A. Gurskas, A. Jurjevas, V. Daškevičius, R. Pamarnacki ir kiti. Taikant

elektrodinaminį ir daugialaidžių linijų metodus buvo tirtos spiralinės ir meandrinės lėtinimo sistemos, kurių poreikis sparčiai augo. Lėtinimo sistemų teoriniai ir eksperimentiniai tyrimai, jų gamybos ir taikymo problemos apibendrintos monografijose (Štaras *et al.* 2012), planarinių lėtinimo sistemų modeliavimo teorija, meandrinų lėtinimo sistemų savybės (Martavičius 1994), o meandrinų vėlinimo linijų analizė ir projektavimas disertacijoje (Urbanavičius 1995).

Nežiūrint to, kad plačiajuostės elektrodinaminės lėtinimo sistemos tirtos daugelyje darbų, dar yra daug neišspręstų klausimų: sudėtingo skerspjūvio nesimetrinių ir simetrinių spiralinių ir meandrinų sistemų savybių tyrimas, periodinių netolygumų įtakos sistemų savybėms tyrimas, daugkartinių atspindžių įtakos tyrimas, lėtinimo sistemų modeliavimo algoritmų tobulinimas.

1.2. Nevienalyčių lėtinimo sistemų taikymo sritys

Spiralinės ir meandrinės konstrukcijos LS plačiai naudojamos signalų vėlinimo sistemose, nanosekundinių ir subnanosekundinių video impulsų ir kitų plataus spektro signalų stebėjimui ir registravimui skirtuose įtaisuose (Cormack *et al.* 1993; Zhu *et al.* 2007), superaukšto dažnio virpesių generatoriuose, stiprintuvuose (Booske *et al.* 2011; Srivastava *et al.* 2008). Taip pat jos naudojamos antenose (Nassar, Weller 2011; Gong *et al.* 2011; Liu *et al.* 2012), filtruose (Hsu, Tu 2012; Wang *et al.* 2010; Cui *et al.* 2011), šakotuvuose (Chiang *et al.* 2010; Ymeci *et al.* 2011; Imeci *et al.* 2011), monolitiniuose integriniuose grandynuose (Chang W. S, Chang C. Y. 2012; Maloratsky 2009; Maloratsky 2011) ir pan.

Šiame poskyryje aptariamos LS taikymo sritys ir LS taikymo pavyzdžiai.

1.2.1. Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemų taikymo sritys

Spiralinės lėtinimo sistemos (SLS) šiuo metu plačiai taikomos bėgančiosios bangos elektroninių vamzdžių sistemose (BBEVS), kurios plačiai taikomos komercinėje ir karinėje elektronikoje mikrobangų stiprinimui ir generavimui. BBEVS buvo kuriamos ryšių sistemoms, bet rado savo pritaikymą radarų sistemose, matavimų prietaisuose, elektroninių ginklų gamyboje.

Daugelį metų vakuuminės BBEVS buvo vienintelis didelės galios mikrobangų stiprintuvų ir generatorių šaltinis. Pasirodžius didelės galios kietojo kūno įtaisams, tokiems kaip LDMOS lauko tranzistorių integriniai grandynai (IG), dirbantiems iki 1,5 GHz dažniuose, GaN PHEMT IG, dirbantiems 1–18 GHz dažnių ruože, ir GaAs ar InP IG, kurių darbo dažnių ruožas siekia 94 GHz, atsirado galimybė gaminti naujos sandaros kietojo kūno galios stiprintuvus (KKGS).

KKGS tam tikrais konkrečiais mikrobangų perdavimo įtaisų atvejais siūlo pigesnę alternatyvų variantą, lyginant su BBEVS, tačiau kietojo kūno galios stip-

rintuvų galia yra mažesnė ir jie veikia siauresniame dažnių ruože. Griežtėjant reikalavimams – didesnis efektyvumas, mažesnė šiluminė sklaida, didesnis patikimumas, ilgas tarnavimo laikas, didelis radiacinis atsparumas – BBEVS išlaikė savo rinkos pozicijas.

Visame pasaulyje BBEVS gamina nedaug gamintojų. Pagrindiniai iš jų yra *CPI*, *L-3* ir *Teledyne* iš JAV, *e2v*, *Thales* ir *TMD* iš Europos, *NEC* iš Japonijos ir keli gamintojai Kinijoje ir Indijoje (Coaker, Challis 2008).

Remiantis gamintojų ir mokslinių šaltinių rekomendacijomis galima teigti, kad priklausomai nuo sprendžiamo uždavinio privalumų ir trūkumų turi tiek BBEVS, tiek ir KKGS. Yra daug veiksnių, lemiančių tinkamą sistemos pasirinkimą. 1.1 lentelėje pateikta BBEVS ir KKGS pasirinkimo konkrečiai užduočiai kriterijų palyginimo matrica, sudaryta *Teledyne* įmonės mokslininkų.

1.1 lentelė. BBEVS ir KKGS kriterijų palyginimo matrica (Teledyne 2009)

Table 1.1. Criteria comparison matrix of TWTAs and SSPAs systems (Teledyne 2009)

Režimas	Parametras	BBEVS	KKGS
Didelė galia > 500 W ir 1 GHz (NS) > 50 W ir 30 GHz (NS) > 1 kW ir 1 GHz (IS) > 100 W ir 30 GHz (IS)	Siaura juosta < 20% juostos pločio	Geras	Priimtinas
	Plati juosta > 50% juostos pločio	Geras	Blogas
	Dydis	Geras	Priimtinas
	Efektyvumas	Geras	Blogas
Maža galia < 50 W ir 1 GHz (NS) < 5 W ir 30 GHz (NS) < 100 W ir 1 GHz (IS) < 10 W ir 30 GHz (IS)	Siaura juosta < 20% juostos pločio	Blogas	Geresnis
	Plati juosta > 50% juostos pločio	Priimtinas	Geresnis
	Dydis	Priimtinas	Geresnis
	Efektyvumas	Priimtinas	Geresnis
Darbo temperatūra > 75°C aplinkoje		Geras	Priimtinas

NS – nuolatinio stiprinimo, IS – impulsinio stiprinimo.

Remiantis 1.1 lentele matyti, kad BBEVS sistemų galios ir dažnio parametrai yra glaudžiai susiję. Remiantis galios ir dažnio vertėmis *Teledyne* mokslininkai nubrėžė ribas, kada geriau taikyti BBEVS. Pavyzdžiui radarų sistemose taikoma BBEVS dažnių sritis nuo 1 iki 18 GHz, kai maksimalios galios vertė siekia 12 kW, o vidutinė galia daugiau nei 700 W. Stiprintuvuose taikomi impul-

siniai bėgančiosios bangos elektroniniai vamzdžiai 1–44 GHz dažniuose, kai vidutinė sistemos galia siekia 750 W.

Spiraliniai bėgančios bangos vamzdžiai taikomi karo pramonėje (Xavier, Motta 2009). Vienas iš BBEVS pritaikymo pavyzdžių yra elektromagnetinė patranka (Sharma *et al.* 2009). Karo pramonei gaminamos BBEVS, naudojamos didelės iki 500 W siekiančiuose stiprintuvuose, dirbančiuose 26,5–40 GHz dažnių srityje (NEC 2013, L-3 2013).

Aviacijos elektronikoje reikalingi mažų matmenų ir svorio mikrobangų stiprintuvai. Pastaraisiais dešimtmečiais aviacijos sistemoms sukurtos BBEVS dirba 4,5–18 GHz dažnių ruože esant 100 W ir didesnei galiai pastoviosios fazės ir amplitudės režime. BBEVS išbandytos (–55–150) °C temperatūrų ruože iki 20 tūkstančių metrų aukštyje, veikiant 500 G jėgai į masės vieneta. Mini BBEVS minimalūs matmenys siekia 15,24 × 2,54 × 2,54 mm (e2v 2013). Tokios sistemos tinka fazinių girdelių ir sintezuotosios apertūros radarams (CPI 2013).

Kosmose taikomų BBEVS tarnavimo trukmė išaugo iki šešių milijonų valandų su 50 procentų efektyvumu. Kosmose taikomų BBEVS pagrindiniai privalumai yra ilgaamžiškumas (tarnavimo trukmė didesnė nei 20 metų), didelis patikimumas, mažas energijos suvartojimas, didelis efektyvumas ir atsparumas perkrovoms (Thales 2013).

BBEVS ypač plačiai taikomos THz dažnių diapazono virpesių stiprintuvuose ir generatoriuose (Duan *et al.* 2008; Kory *et al.* 2009; Krozer, Zhurbenko 2010; TMD 2013).

Nors BBEVS plačiai taikomos, yra dar daug neišspręstų ir tobulintinų klausimų. Tai parodo gausa straipsnių, susijusių su BBEVS tobulinimu (e2v 2008). Darbe (Marchewka *et al.* 2010) aptariama mini BBEVS, kurios galia siekia daugiau nei 125 W, dirbant 26–32 GHz darbo dažnių diapazone. Daugelyje darbų nuodugniai tyrinėjama išorinių veiksnių įtaka BBEVS darbo kokybei (Boyle *et al.* 2012). Plačiai tyrinėjama BBEVS spiralinio laidininko struktūra ir dėl jos susidarančių periodinių netolygumų įtaka dažninėms charakteristikoms (Alaria *et al.* 2010; Štaras, Burokas 2006).

Aptarti spiralinių lėtinimo sistemų paskirtį BBEVS lengviausia nagrinėjant BBEVS veikimą, kai nuolatinės srovės maitinimo šaltinio energija yra transformuojama į aukštojo dažnio virpesių energiją. Mikrobangų ruožo bėgančiosios bangos įtaisuose tai pasiekama stiprinamai bangai sąveikaujant su judančių elektronų pluoštelio (1.1 pav.). Ši sąveika rezultatyvi, jeigu elektromagnetinės bangos fazinis greitis artimas elektronų greičiui, bet šiek tiek už jį mažesnis. Todėl bėgančiosios bangos įtaisuose esminis ir būtinas elementas yra lėtinimo sistema (Vainoris 2004).

BBEVS dažniausiai taikomas spiralinis lėtinimo sistemos laidininkas, pasižymintis geromis dispersinėmis savybėmis ir plačia darbo dažnių juosta. SLS darbinės charakteristikos gali būti valdomos keičiant laidininko formą, siekiant

pagerinti tiek siaurajuosčio, tiek ir plačiajuosčio ryšio veikimą, optimizuojant srovę, galią ir efektyvumą. Dispersinės charakteristikos gali būti kontroliuojamos priklausomai nuo spiralinio laidininko formos (Štaras *et al.* 2006), ekranų (Štaras 2005; Daškevičius *et al.* 2008.), laikiklių (Burokas 2004) ir jiems taikomų medžiagų.

1.1 pav. Mikrobanginių virpesių bėgančiosios bangos stiprintuvas (Vainoris 2004):
1 – elektronų patranka; 2 – greitinantis elektrodas; 3 – elektronų pluoštelis;
4 – spiralinė lėtinimo sistema; 5 – elektronų fokusavimo selenoidas; 6 – kolektorius;
7 ir 8 – įėjimo ir išėjimo bangolaidžiai

Fig. 1.1. Microwave traveling wave tube (Vainoris 2004): 1 – electron gun;
2 – accelerating electrode; 3 – electron beam; 4 – helical delay system; 5 – electron
focusing solenoid; 6 – collector; 7 and 8 – RF input and output

Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemos taip pat taikomos antenų ir filtrų gamyboje. Spiralinės konstrukcijos laidininko filtrai naudojami ultra aukštųjų dažnių mobiliuosiuose įrenginiuose, kur įprasti sutelktųjų elementų filtrai yra per daug nuostolingi (Yu, Dokas 2004). Darbe (Radway, Filipovic 2012) pristatoma 0,35–2,6 GHz dažnių ruože veikianti spiralinė antena.

1.2.2. Meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemų taikymo sritys

Šiuo metu meandrinės lėtinimo sistemos yra plačiausiai taikomos projektuojant antenas. Antenos dydis efektyviai sumažinamas antenos dipoliui panaudojant meandro formos laidininką, todėl tokios antenos yra paplitusios mobiliuosiuose įrenginiuose. Taip nepakeičiant antenos dažninių charakteristikų efektyviai sumažinamas antenos dydis. Antenos dydis sumažėja proporcingai meandro vijų skaičiui (Singh *et al.* 2008). Darbe (Pham *et al.* 2004) aprašoma antena, veikianti dviejuose 900/1800 MHz dažnio ruožuose, skirta mobiliojo ryšio sistemoms. Jos meandras (1.2 pav.) skirtas pasiekti 900 MHz rezonansinį dažnį. Projektuojant meandrą tarp gretimų laidininkų naudojami skirtingi atstumai. Antenos matmenys yra 14×17 mm.

1.2 pav. Žemojo profilio antenos, veikiančios dviejuose ruožuose, eskizas ir matmenys (Pham *et al.* 2004)

Fig. 1.2. The geometry and dimensions of low profile meander line antenna for dual-band operation (Pham *et al.* 2004)

Šiuo metu antenų gamyboje tyrinėjamos įvairios meandrinio laidininko konstrukcijos. (Aziz *et al.* 2012) tyrinėjama bevielio lokalaus tinklo antena, dirbanti 2,4 GHz dažnyje, sudarytą iš dviejų meandro laidininkų. Lyginant su antena, turinčia paprastą vieno meandro laidininką, dviejų meandro laidininkų konstrukcijos grįžtamieji nuostoliai yra didesni ir lygūs $-24,54$ dB, bet pasiekta siauresnė pageidaujama darbo dažnių juosta nuo 2,417 GHz iki 2,472 GHz.

Identifikavimo radijo bangomis RFID sistemose taikomos ultra aukštųjų dažnių meandrinės antenos. Vienas iš ultra aukštųjų dažnių antenų reikalavimų yra nedideli gabaritai, kurie pasiekiami naudojant meandro formos dipolį. Meandrinis dipolis taipogi leidžia teisingai nustatyti antenos darbo dažnių sritį ir antenos kryptingumą. Sumažinus antenos dydį sunku anteną suderinti su didele talpa turinčiu integriniu grandynu. Esant sumažintam antenos dydžiui trijų papildomų apkrovos juostelių naudojimas, kurios induktyviai surištos su meandro formos antenos dipoliu, leidžia tiksliau kontroliuoti įėjimo varžos vertes. Tokiu būdu antena tiksliau suderinama su didele talpa turinčiu likusiu ultra aukštų dažnių IG (Toccafondi, Braconi 2006).

Fazuotos anteninės gardelės ir iš jų sudarytos radarų sistemos pasižymi mažais matmenimis. Be to, jų kryptingumo diagrama reguliuojama elektroniniu būdu, todėl išvengiant didelio mechaninio inertiškumo tokio tipo antenos ar radarai gali greitai pakeisti savo kryptingumo diagramą ir pereiti prie kito erdvės taško stebėjimo. Yra išskiriami du būdai tokio tipo antenų kryptingumo diagramai valdyti. Pirmuoju atveju taikomi fazės keitikliai, koreguojantys kiekvieno antenos elemento fazę. Šis būdas jautrus dažnio pokyčiui. Antruoju būdu antenos kryptingumo diagrama valdoma realiaje laike užvėlinant atskirų antenos

elementų signalus. Signalų vėlinimui taikomos įvairaus tipo lėtinimo sistemos, tarp jų ir meandrinės konstrukcijos vėlinimo linijos (Longbrake 2012).

Mažinant antenų matmenis mažėja ir meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos, dėl ko mažėja atstumas tarp gretimų meandro laidininkų ir didėja gretimų meandro laidininkų įtaka vienas kitam, nes gretimuose meandro laidininkuose srovė teka priešingomis kryptimis. Siekiant išvengti gretimų meandro laidininkų įtakos vienas kitam, siūlomas hibridinės spiralė–meandras konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis (Yoon *et al.* 2005). Meandrinė struktūra yra klojama iš abiejų pagrindo plokštelės pusių taip sudarydama spiralinę struktūrą. Dėl tokios struktūros srovė gretimuose laidininkuose vienoje pagrindo pusėje visados tekės ta pačia kryptimi ir bus išvengta gretimų laidininkų įtakos (1.3 pav.).

1.3 pav. Spirale suvyniotos meandrinės antenos eskizas (Yoon *et al.* 2005)

Fig. 1.3. The sketch of the geometry of spirally wrapped meander antenna (Yoon *et al.* 2005)

Kitą grupę įtaisų, kuriuose plačiai taikomos meandrinės lėtinimo sistemos, sudaro filtrai. Siekiant sumažinti dviejų modų juostinio filtro matmenis, (Gorur, Karpuz 2007) darbe siūloma naudoti meandro formos rezonatorių. Toks filtras naudojamas palydoviniame ir mobiliajame ryšiuose. Dar efektyviau filtro matmenys sumažinti, naudojant ketvirtosios eilės meandrinės struktūros juostinį filtrą. Vieta sutaupyta panaudojus meandrinį kilpos formos rezonatorių (1.4 pav.). Eksperimentiniai rezultatai patvirtino, kad sukurtas dviejuose dažnių režimuose dirbantis juostinis filtras turi platesnę užtvarinę juostą ir geresnį selektyvumą (Sun *et al.* 2012).

Meandro formos laidininkai taip pat naudojami projektuojant užtvarinius filtrus su plačia užtvarine juosta. (Wang *et al.* 2010) darbe aptariamas filtras, kuris pasižymi didesniu nei 15 dB slopinimu dažnių ruože nuo 1,8 iki 8,8 GHz, o jo matmenys yra 13,2×13,2 mm. Šiuo atveju meandras naudojamas perdavimo linijos ilgiui padidinti.

1.4 pav. 4-osios eilės juostinio filtro struktūra ir matmenys (Sun *et al.* 2012)

Fig. 1.4. Layout with dimensions of the 4th-order band pass filter (Sun *et al.* 2012)

Panašus filtras projektuojamas (Ge *et al.* 2010) darbe. Šis filtras turi itin plačią užtvaros juostą ir pasižymi didesniu nei 17 dB slopinimu dažnių juostoje nuo 2 iki 14,6 GHz. Filtro matmenys – 11×19 mm.

Meandro formos linijos taip pat naudojamos projektuojant šakotuvus (Wei *et al.* 2012) ir fazės keitiklius (Bulja, Mirshekar-Syahkal 2010). Šakotuvą, pavaizduotą 1.5 paveiksle sudaro dvi meandrinės linijos, išdėstytos skirtinguose sluoksniuose. Tokie įtaisai gali būti taikomi monolitiniuose mikrobangų integruose grandynuose.

1.5 pav. Kelių sluoksnių meandrų hibridinis šakotuvas (Jung Gil Yang *et al.* 2006)

Fig. 1.5. Hybrid coupler using multi-layer microstrip lines (Jung Gil Yang *et al.* 2006)

Kita planarinių meandrinų lėtinimo sistemų taikymo sritis yra monolitiniai integriniai grandynai (Maloratsky 2011). Integriniuose grandynuose iškylanti problema iliustruojama 1.6 paveiksle. Problema atsiranda, norint persiųsti signalus 1, 2 ir 3 takeliais iš vieno mikro grandyno į kitą su tiksliai tokiu pačiu uždel-

simu. Esant skirtingiems takelių ilgiams trečiuoju takeliu sklindantis signalas turi nueiti ilgesnį kelią ir bus uždelstas daugiau (1.6. pav. a). Ši problema išsprendžiama taikant meandrinės lėtinimo sistemas (1.6. pav. b), išvengiant integrinio grandyno matmenų padidėjimo (Powers, Cruz 2000).

1.6 pav. Skirtingo takelių ilgio (a) ir vienodo takelių ilgio (b) integrinių grandynų takelių konfigūracijos (Powers *et al.* 2000)

Fig. 1.6. Unequal wire lengths (a) and equal wire lengths of wire configuration of integrated circuits (Powers *et al.* 2000)

Meandrinų lėtinimo sistemų taikymo integriniuose grandynuose pavyzdžiai: takeliai tarp procesoriaus ir atmintinės, takelių medis tarp taktinio dažnio generatoriaus ir jo valdomų grandinių.

Praeityje meandrinės lėtinimo sistemos buvo naudojamos su prielaida, kad papildomas laido ilgis nekeičia linijos savybių ir neatsiranda parazitinių reiškinių. Mažėjant integrinių grandynų matmenims, kartu mažėjant atstumams tarp gretimų meandro takelių bei augant darbiniais dažniams į parazitinius reiškinius būtina atsižvelgti. Darbe (Kabiri *et al.* 2010) lyginami meandrinės struktūros laidininko ir tokio paties ilgio tiesaus laidininko vėlinimo laiko ir banginės varžos matavimų rezultatai.

Taikant meandrinės lėtinimo struktūras integrinių grandynų technologijoms ypač svarbu teisingai suderinti pagrindo plokštelės storio h mažinimą su laidininko pločio w mažinimu, siekiant išlaikyti pastovią banginę varžą Z_B (1.7 pav.). Meandrinės lėtinimo sistemos banginė varža visų pirma nustatoma remiantis laidininko pločio w ir pagrindo padėklo storio h santykiu. Mažinant abu šiuos dydžius įmanoma minimizuoti integrinio grandyno matmenis, bet tuomet sudėtingėja gamybos procesas ir didėja sistemos varžiniai nuostoliai (Darwish, Ez-zeddine 2009).

1.7 pav. Meandrinės lėtinimo sistemos vaizdas (Urbanavičius *et al.* 2000):

1 – meandro formos laidininkas; 2 – dielektriko pagrindas; 3 – ištininis ekranas

Fig. 1.7. The design of the microstrip slow-wave system (Urbanavičius *et al.* 2009):

1 – meander shape conductor; 2 – dielectric substrate; 3 – solid shield

Gretimų meandrinės lėtinimo sistemos laidininkų priešingų kryptčių srovės sumažina bendrą sistemos induktyvumą. Teigiama, kad abipusio ryšio efektas yra mažas, kai atstumas tarp gretimų meandrinės lėtinimo sistemos laidininkų yra bent tris kartus didesnis nei laidininko plotis (Kirvaitis 1994). Siekiant optimalaus suderinimo tarp šaltinio ir apkrovos meandro laidininkas turi būti specifinės formos (Metlevskis, Urbanavičius 2011). Darbe (Fakharzadeh *et al.* 2008) siūloma meandrinė konstrukcija su nugludintais kampais, tokiu atveju pasiekiant 8 dB mažesnius atspindžius.

Darbe (Gurskas *et al.* 2010) teigiama, kad tobulinant meandrinio laidininko kraštines sritis galima žymiai padidinti vėlinimo trukmę ir padidinti skaičiavimų tikslumą. Darbe (Metlevskis, Martavičius 2012) nagrinėjama skirtingose sistemos vietose įžemintų papildomų ekranų įtaka meandrinų lėtinimo sistemų dažninėms vėlinimo trukmės ir jėgimo varžos charakteristikoms.

Dabartinis bevielio ryšio technologijų vystymasis skatina perspektyvų metodą kurti daugiasluoksnius mikrobangų grandynus, laminuojant kelis mikrobangų grandinių sluoksnius vieną ant kito. Šis metodas ženkliai sumažina įrenginio matmenis. Toks lusto miniatiūrizavimas didina varžinius nuostolius. Siekiant išvengti varžinių nuostolių, siūloma naudoti $50\ \Omega$ 1 mm ilgio meandrinę lėtinimo sistemą (Darwish *et al.* 2009).

Apibendrinant galima teigti, kad yra daug spiralinių ir meandrinų lėtinimo sistemų taikymo sričių. Kuriant naujas sistemas neišvengiamai spiralines ir meandrinės lėtinimo sistemas tenka tobulinti, nes esami lėtinimo sistemų modeliai nebeužtikrina aukštų keliamų reikalavimų. Spiralinių ir meandrinų lėtinimo sistemų taikymo problemos ir jų analizės metodai aptariami sekančiuose skyriuose.

1.3. Nevienalyčių lėtinimo sistemų tyrimams taikomi metodai

Pasaulio mokslininkai daug nuveikė kurdami ir taikydami mikrobangų įtaisams modeliuoti skirtus metodus (Gurskas 1995; Bhobe *et al.* 2001; Shugurov, Nickelson 2005; Clayton 2008). Kadangi net paprasčiausios elektrodinaminės sistemos atveju tikslus matematinis Maksvelo lygčių sprendimas neįmanomas, nes neįmanoma įvertinti konkrečių kraštinių sąlygų ir atskirti Maksvelo lygčių kintamųjų, todėl naudojami artutiniai metodai, geriau ar prasčiau įvertinantys realius fizikinius procesus nagrinėjamose sistemose.

Iš pradžių lėtinimo sistemų tyrimams taikyti analitiniai tyrimo metodai. Analitiniai metodai smulkiau skirstyti į elektrodinaminius, ekvivalentinių schemų bei daugialaidžių linijų. Analitiniai metodai remiasi apytikslėmis skaičiavimo formulėmis. Šių metodų privalumas yra didelė skaičiavimo sparta, o trūkumai – mažas skaičiavimo tikslumas ir nedidelis lankstumas.

Populiariausias buvo elektrodinaminis metodas, kurį taikant dažniausiai nagrinėtos nesudėtingo skerspjūvio spiralinės sistemos (Kirvaitis 1994). Skaičiuojant vėlinimo linijų parametrus elektrodinaminiu metodu sprendžiamos Maksvelo lygtys. Sprendžiant šias lygtis kartu su kraštinėmis sąlygomis laidžiuose paviršiuose galima nustatyti lėtinimo sistemos elektromagnetinio lauko dedamųjų pasiskirstymą jos skerspjūvio plokštumoje, linijos ilgio vieneto parametrus ir įėjimo varžos išraišką, linijos dispersinę lygtį. Svarbus šio metodo privalumas yra galimybė gauti paprastas orientaciniams inžineriniams skaičiavimams tinkančias formules, kurias taikant galima apskaičiuoti lėtinimo koeficientą ir banginę varžą.

Ekvivalentinių schemų analizės metodas pagrįstas nagrinėjamą lėtinimo sistemos ekvivalentinės schemos iš pakopomis sujungtų keturpolių ir daugiapolių sudarymu. Kiekvienas daugiapolis sudarytas iš tarpusavyje sujungtų sutelktųjų talpų ir induktyvumų parametrų, o taip pat ilgųjų linijų atkarpų (Gorbunova, Kuznetsov 2011). Sudarytoji ekvivalentinė schema analizuojama taikant filtrų arba ilgųjų linijų teoriją. Darbe (Štaras *et al.* 2010) teigiama, kad meandrinės vėlinimo linijos pateikimas ekvivalentine schema supaprastina analizę ir daro ją vaizdžią bei leidžia išsiaiškinti linijų savybes, sunkiai analizuojamas kitais metodais, tačiau taikant šį metodą neįmanoma nustatyti elektrinio lauko struktūros vėlinimo linijoje. Be to, jis galioja tik tam tikrame, ribotame dažnių ruože. Pasikeitus dažniui gali pakisti ir vėlinimo linijos elektrinio lauko struktūra. Tuomet tektų keisti ekvivalentinės schemos parametrus arba net iš esmės visą schemą. Sudėtingiausia naudojant ekvivalentinių schemų metodą yra tiksliai nustatyti ryšį tarp nagrinėjamą lėtinimo sistemos konstrukcijos bei matmenų ir ekvivalentinės schemos parametrų. Ekvivalentinės schemos elementų parametrai nustomi taikant lauko teoriją arba eksperimentiškai.

Daugialaidžių linijų metodas plačiausiai taikomas modeliuojant vėlinimo ir kitas periodines sistemas (Zyuryukin 2006). Daugialaidė linija – tai sistema, sudaryta iš lygiagrečių vienas kitam laidininkų, kurių geometriniai matmenys ir konstrukcija turi sutapti su modeliuojamos vėlinimo linijos skerspjūvio matmenimis ir konstrukcija. Kiekvienas daugialaidės linijos laidininkas iš abiejų jo galų apkraunamas varžomis, užtikrinančiomis įtampų ir srovių vienodumą modelyje ir modeliuojamoje vėlinimo linijoje. Varžų parinkimas vadinamas kraštinių sąlygų sudarymu. Taikant daugialaidžių linijų metodą lėtinimo sistemų analizei reikia žinoti daugialaidžių linijų, kuriomis tos sistemos modeliuojamos, bangines varžas arba banginius laidžius. Banginių varžų ir banginių laidžių skaičiavimo metodai skirstomi į dvi grupes. Pirmąją grupę sudaro analitiniai ekvivalentinių talpų ir konforminių pakeitimų metodai. Antrąją grupę sudaro baigtinių elementų, baigtinių skirtumų, momentų bei kiti metodai, pagrįsti skaitiniais Laplaso lygties sprendimo būdais. Jei didelis skaičiavimo tikslumas nebūtinas, banginės varžos skaičiuojamos konforminių pakeitimų ar dalinių talpų metodais. Kitais atvejais taikomas baigtinių skirtumų metodas.

Meandrinų sistemų analizei dažniau taikytas daugialaidžių linijų metodas (Burokas, Štaras 2008). Daugialaidžių linijų metodas taip pat plačiai taikytas išvesto stačiakampio spiralinių lėtinimo sistemų analizei (Štaras *et al.* 2012). Lėtinimo sistemos modeliuotos daugialaidė linija, kurios lygiagrečios laidininkų atkarpos yra statmenos modeliuojamos sistemos ašiai, o skerspjūvio matmenys ir konstrukcija sutampa su nagrinėta sistema. Daugialaidės linijos laidininkų galai sujungiami taip, kad būtų modeliuojama meandrinė ar spiralinė lėtinimo sistema. Daugialaidžių linijų metodas leidžia įvertinti laidininko konfigūraciją ir matmenis. Skaičiuojant nagrinėjamos sistemos lėtinimo koeficientą ir banginę varžą, reikia rasti modeliuojančios daugialaidės linijos banginius laidžius ar bangines varžas. Jiems skaičiuoti buvo taikomi dalinių talpų ir konforminių pakeitimų banginių laidumų skaičiavimo metodai (Štaras *et al.* 2010).

Taikant skaitinių metodų grupę, lyginant su analitiniais metodais, galima gauti daug tikslesnius rezultatus, analizuoti įvairių matmenų ir nestandartinės geometrijos sistemas (Glover *et al.* 2005; Štaras 2008). Skaitiniai metodai pagrįsti skaitiniais Maksvelo, elektrostatiškoje – Puasono ir Laplaso, lygčių sprendimo būdais. Maksvelo lygtys gali būti užrašytos diferencialine ir integraline formomis (Vainoris 2004), todėl yra išskiriamos dvi skaitinių metodų grupės.

Pirmosios grupės metodais sprendžiamos diferencialinės lygtys su dalinėmis išvestinėmis – taikomi baigtinių skirtumų (Garg 2008), baigtinių elementų, baigtinių skirtumų laiko srities metodai (Bhobe 2001). Antrosios grupės – integralinių lygčių – metodai taikomi integralinėms lygtims spręsti. Vienas svarbiausių antrosios grupės metodų – momentų metodas (Mikučionis, Urbanavičius 2010). Skaitinių metodų trūkumas lyginant su analitiniais metodais – reikalauja didesnių kompiuterinių resursų ir skaičiavimai trunka ilgiau (Štaras 2008).

Baigtinių skirtumų metodas pagrįstas Laplaso lygties užrašymu skirtumine forma ir jos sprendimu skaitiniu metodu (Sadiku 2009). Linijos skerspjūvis yra suskaidomas tinkleliu ir viso skerspjūvio begalinis taškų skaičius pakeičiamas tinklelio mazgų baigtiniu skaičiumi. Pasirinkus pradinį ir nekintančią linijos laidžiųjų dalių potencialus ir atliekant iteracinį skaičiavimą randamas potencialo pasiskirstymas nagrinėjamame skerspjūvyje. Remiantis potencialo pasiskirstymu randami kiti sistemos parametrai. Skaičiavimo baigtinių skirtumų metodu tikslumas didėja didinant tinklelio mazgų skaičių, tačiau didėjant mazgų skaičiui gaunami didesni duomenų masyvai, reikia daugiau skaičiavimo įrangos atminties ir išauga skaičiavimo trukmė (Meerschaert *et al.* 2006; Krukonis 2009).

Taikant baigtinių elementų metodą skaičiuojamoji sritis suskaidoma į elementus, kuriuose lauką apibūdinančio diferencialinio dydžio kitimo dėsnis keičiamas dažniausiai nesudėtinga interpoliacine funkcija. Taikant baigtinių elementų metodą labai svarbi skaičiuojamosios srities suskaidymo į elementus procedūra. Lyginant baigtinių skirtumų ir baigtinių elementų metodus teigiama (Bhobe 2001; Štaras 2008), kad antrasis yra universalesnis, tačiau, priešingai negu baigtinių skirtumų metodas, reikalauja didesnių kompiuterinių resursų: reikia daugiau darbo paruošiant pradinį duomenis ir programas.

Aptartiems skaitiniams metodams būdinga tai, kad diferencialinės lygtys ir išvestinės pakeičiamos funkcijų skirtumais. Kitai elektromagnetinių uždavinių sprendimo metodų grupei būdinga tai, kad sprendžiamos integralinės lygtys ir skaitinis integravimas įgyvendinamas taikant sumavimą. Šie metodai vadinami integralinių lygčių metodais. Prie šių metodų priskiriamas momentų metodas (Metlevskis, Urbanavičius 2010). Norint rasti linijos ilginę talpą ir banginę varžą momentų metodu, reikia rasti ryšį tarp laidininke sukaupto krūvio ir jo potencialo. Šis ryšys randamas remiantis Gauso dėsniu.

Daugelis uždavinių, susijusių su elektromagnetinio lauko analize, yra sprendžiami baigtinių skirtumų laiko srityje metodu (Krukonis 2010; Krukonis, Urbanavičius 2011; Watanabe 2009).

Šiuo metu rinkoje yra daug specializuotų leidžiančių modeliuoti mikrobangų įtaisus programinės įrangos paketų (PIP). Visų pirma kiekvienas iš mikrobangų įtaisų analizės PIP turi turėti šiuos įrankius (Hoefer 2003): įtaiso struktūros braižymas, medžiagų savybių bei kraštinių sąlygų parinkimas, tinklelio sudarymas, analizės uždavinio sprendimas, rezultatų pateikimo bei atvaizdavimo.

Šiuo metu labiausiai paplitę elektromagnetinių uždavinių sprendimui skirti PIP yra: AVR Microwave Office[®], CST Microwave Studio[®] (CST 2013), Sonnet[®], QWED[®], MAFIA[®], SPICE[®]. Svarbiausias visus programinius paketus charakterizuojantis požymis yra naudojamas skaičiavimo metodas. Pavyzdžiui programų pakete Sonnet[®] naudojamas momentų metodas (Sonnet 2013). CST Microwave Studio[®] 2010 taikomas baigtinių integralinių transformacijų arba

baigtinių skirtumų laiko srities metodai. MAFIA (angl. *Solution of MAXwell's equations by the Finite-Integration-Algorithm*) naudoja baigtinių integralinių algoritmų metodą. Sekančiuose skyriuose atlikdami imitacinius skaičiavimus rezultatus lyginsime su specializuotais Sonnet[®] ir CST Microwave Studio[®] programinės įrangos paketais gautais rezultatais.

1.4. Nevienalyčių lėtinimo sistemų problemos

Dauguma periodinių lėtinimo sistemų yra nevienalytės. Periodinį nevienalytiškumą lemiančios priežastys gali būti įvairios: dielektrinių laikiklių naudojimas, spiralinės ar meandrinės sistemos elektrodo laido išlankstymas, kintančio pločio spiralės vijos ir kitos (Štaras *et al.* 2010).

Vienas iš svarbių lėtinimo sistemų periodinius netolygumus lemiančių elementų yra lėtinimo elektrodų dielektriniai laikikliai. Darbe (Burokas, Štaras 2004) taikant daugialaidžių linijų metodą bei atsižvelgiant, kad dielektrinių laikiklių matmenys nedideli, dėl jų atsirandantys talpinio pobūdžio netolygumai modeliuoti sutelktomis talpomis: dėl dielektrinių laikiklių gali padidėti talpos tarp gretimų vijų bei vijų ir ekranų.

Darbe (Daškevičius *et al.* 2007) teigiama, kad realios meandrinės sistemos yra nevienalytės struktūros. Šiame straipsnyje be dielektrinių laikiklių kaip periodinių netolygumų priežastis dar minima meandrinės sistemos elektrodo laido išlankstymas. Tuomet periodiškai kinta laidininko kryptis ir elektrinio lauko spinduliavimas (Mikučionis, Urbanavičius 2011). Šie netolygumai vadinami periodiniais nesimetriniais išilginės meandro ašies atžvilgiu netolygumais. Darbe (Daškevičius, Skudutis 2007) periodiškai nesimetriniai netolygumai tirti daugialaidžių linijų metodu su talpomis, kurios prijungtos prie vienos vingio elektrodo pusės.

Darbe (Burokas, Štaras 2005) teigiama, kad norint sumažinti dispersiją ir banginės varžos priklausomybę nuo dažnio, reikia spiralinių ir meandrinų bėgančiosios bangos kreipimo sistemų konstrukcijose padidinti ekranuojančiųjų sienelių aukščius, kad šios sienelės jungtų apatinį ir viršutinį ekranus. Tuomet bus išvengta ryšio tarp vijų ir rezonansinių reiškinių trumpai sujungtose ilgosios linijos atkarpose. Tačiau tokių kreipimo sistemų ekranuojančiose sienelėse turi būti angos elektronų pluoštui. Teigiama, kad dėl šių angų atsiranda periodiniai signalinio trakto netolygumai ir lovelinės sistemos tampa nevienalytėmis.

Nagrinėjant dvipradę spiralinę kreipimo sistemą buvo pastebėta, kad dėl vijos pločio kitimo sistema tampa nevienalyte. Darbe (Štaras, Burokas 2003) aptikta, kad dėl periodinių netolygumų spiralinė sistema įgyja užtvarinio filtro savybes, kai dažnis aukštas ir fazės kampas θ tarp gretimų spiralės vijų įtampų

arba srovių tampa artimas π . Panašūs rezultatai gaunami naudojant ir meandrines sistemas (Daškevičius, Skudutis 2007).

Visuose nagrinėtuose darbuose pabrėžiama, kad neigiamas periodinio nevienalytiškumo poveikis yra užtvarinės juostos formavimasis (Burokas, Štaras 2008). Nevienalytiškumo problema aktuali ir daugelio kitų periodinių sistemų atveju.

Kadangi periodinio nevienalytiškumo įtaka virpesių perdavimui aktuali ir nepakankamai ištirta, ją būtina nagrinėti išsamiau – sudaryti apibendrintus nevienalyčių periodinių sistemų modelius ir ištirti nevienalyčių plačiajuosčių periodinių sistemų užtvarines savybes, atsižvelgiant, kad lėtinimo sistemų modeliavimo rezultatus taip pat įtakoja ir pasirinktas analizės metodas.

1.5. Nevienalyčių lėtinimo sistemų tyrimas taikant dirbtinių neuronų tinklus

Sparčiai vystantis technologijoms mokslininkai vis dažniau susiduria su problemomis sprendami sudėtingus mikrobanginių įtaisų modeliavimo, imitavimo ir optimizavimo uždavinius. Tradiciniai analitiniai ir skaitiniai metodai turi savo trūkumų. Analitiniai metodai reikalauja sudėtingo matematinio modelio sudarymo, kiekvieną kartą modifikavus tiriamą lėtinimo sistemą. Skaitiniai metodai reikalauja didelių kompiuterinių resursų. Pastebima, kad tradiciniai modeliai korektiškai skaičiuoja jau išvystytų struktūrų charakteristikų vertes, bet susiduriama su problemomis, kai bandoma analizuoti naujas struktūras. Vystantis technologijoms ir mikrobangų įtaisams atsirado poreikis ne tik naujų modelių, bet taip pat ir kompiuterinio modeliavimo algoritmų, kurie leistų paspartinti ir supaprastinti imitacinių skaičiavimų procesą.

XX a. devintajame dešimtmetyje, išaugus skaičiavimo technikos resursams, sudėtingos konstrukcijos elektrodinaminių sistemų analizei vis dažniau pradėti taikyti skaitiniai metodai (Gurskas 1995; Urbanavičius *et al.* 2009; Sadiku 2009). Modeliuojant LS skaitiniais metodais analizė gali trukti labai ilgai – nuo dešimčių minučių iki dešimčių valandų (Ergul *et al.* 2011). Tačiau skaitinių metodų taikymas leidžia įvertinti daugiau faktorių nei analitiniais metodais grįsti modeliai, pavyzdžiui, paviršinį ir galų efektus laidininkuose, nuostolius dielektrikuose ir elektrodų laikikliuose bei leidžia gauti pakankamai tikslius rezultatus (Pomarnacki, Urbanavičius 2009). Darbe (Pomarnacki *et al.* 2012) siūloma LS analizei taikyti daugialaidžių linijų ir skaitinių metodų derinius, taikant technologijos, leidžiančias paskirstyti uždavinius tarp asmeninių kompiuterių arba naudoti grafinius ar specialios paskirties mikroprocesorius (Nvidia 2012), leidžiančius išlygiagretinti skaičiavimus.

Kitas būdas, leidžiantis paspartinti LS modeliavimo procesą, nenaudojant papildomos brangios įrangos, yra kompiuterizuoto projektavimo metodų, grįstų dirbtinių neuronų tinklais (DNT), taikymas. DNT metodai yra daug greitesni nei tradiciniai analitiniai ir skaitiniai metodai (Kabir *et al.* 2010) ir leidžia surasti ryšius tarp tiriamos sistemos parametrų net tuomet, kai sistemos matematinis modelis nėra aiškus (Ninomiya *et al.* 2008). Tai ypač aktualu projektuojant naujas sistemas. Be to, DNT metodai leidžia kiekvieno tyrimo metu išsaugoti tyrėjo sukauptą patirtį. Ši savybė ypač svarbi pakartotinai vykdant modelio analizę, parenkant vis kitus pradinius parametrus ar sprendžiant sintezės uždavinius.

Pirmieji matematiniai DNT modeliai mokslinėje spaudoje aptarti XX a. penktajame dešimtmetyje po to, kai neuro fiziologo Warren McCulloch ir matematiko Walter Pitts buvo įrodyta, kad naudojant dirbtinį neuroną su slenkstinėmis aktyvavimo funkcijomis galima sukurti įrenginį, vykdančią bet kokią loginę funkciją. DNT pradėti plačiai naudoti tik nuo devintojo dešimtmečio vidurio, išradus greitus ir galingus neuronų tinklų mokymo mechanizmus. Šiuo metu DNT naudojami tokiose žmogaus veiklos srityse kaip signalų analizė, triukšmo eliminavimas, duomenų klasifikavimas, sistemų modeliavimas ir identifikavimas, prognozė bei kontrolė (Kabir *et al.* 2010).

DNT – tai dirbtinio intelekto sistemos, sukurtos imituoti žmogaus smegenų biologinės nervų sistemos veiklą: mokymąsi, mąstymą, informacijos saugojimą, atgaminimą ir atpažinimą (Navakauskas 2000). Neuronų tinklų teorinis pagrindas yra paremtas universalia priartėjimo teorija, kuri teigia, kad neuronų tinklas su bent vienu paslėptuoju sluoksniu gali aproksimuoti bet kokią netiesinę netrūkią daugiamatę funkciją bet koku norimu tikslumu (Kabir *et al.* 2008). Dirbtinių neuronų tinklai taikomi tiesinio ir netiesinio įvertinimo, klasifikacijos, grupavimo uždaviniams spręsti. Priklausomai nuo sprendžiamos uždotos neuronų tinklai gali būti taikomi analizės (Tomar *et al.* 2010; Singh *et al.* 2011) ir sintezės (Bellil *et al.* 2006; Kabir *et al.* 2008) uždaviniams spręsti. Sprendžiant sintezės uždavinį svarbu išvengti unikalių sprendinių pasikartojimo problemos.

Dėl šių priežasčių DNT naudojimo sritis labai plati: kalbos apdorojimas, vaizdų apdorojimas, signalų apdorojimas, finansų bei ekonomikos modeliavimas, objektų atpažinimas. Vis dažniau DNT taikomi ir mikrobangų įtaisų modeliavimo srityje: bangolaidžių komponentai (Plonis *et al.* 2010); filtrai (Yahia *et al.* 2010; Michalski 2010); antenų modeliai (Malathi *et al.* 2009); netiesinių įtaisų modeliai (Schreurs *et al.* 2002); netiesinių mikrobangų grandynų optimizavimas (Rizzoli *et al.* 2004) ir t. t.

Visi išvardinti DNT privalumai yra aktualūs modeliuojant spiralines ir meandrines lėtinimo sistemas. Taikant analitinius iteracinius daugialaidžių linijų metodus ir skaičiuojant lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos dažninės charakteristikas susiduriama su teisingų sprendinių atrankos problema. Teisingų sprendinių atrankos problema atsiranda dėl nevienareikšmių sprendi-

nių, kadangi į lėtinimo sistemų dispersinių lygčių išraiškas patenka trigonometrinės funkcijos. Tokiu atveju teisingu sprendiniu galima palaikyti ne nulinės, o minus pirmosios erdvinės harmonikos vėlinimą periodinėje lėtinimo sistemoje (Štaras *et al.* 2012). Ši problema šiuo metu sprendžiama taikant iteracinius priartėjimo metodus. Iteraciniai metodai yra lėti ir reikalauja pastovaus tyrėjo įsikišimo. Tokio tipo problemos įvardijamos kaip klasifikavimo uždaviniai ir gali būti sprendžiamos taikant DNT (Plonis *et al.* 2010).

Sprendžiant klasifikavimo uždavinius ieškoma sąsajų tarp įvesties ir išvesties parametrų rinkinių. Daugelyje mikrobangų įtaisų analizuojančių darbų neuronų tinklai taikomi juodosios dėžės pagrindu. Naudotojai dažniausiai turi žinoti, kaip surinkti ir parengti duomenis ir kaip interpretuoti gautus rezultatus, nenauginėjant sistemos matematinio modelio.

DNT tampa ypač aktualūs, kalbant apie automatizuotą plačiajuosčių lėtinimo įtaisų projektavimą (Štaras *et al.* 2010). Vykdamas automatizuotą lėtinimo įtaisų projektavimą projektuotojo įsikišimas būna minimalus. Tokiu atveju tinka mokymo be mokytojo DNT (Bui *et al.* 2009).

Apibendrinant galima teigti, kad iteracinius analitinius ir skaitinius metodus galima pakeisti dirbtinių neuronų tinklų metodais. DNT atitikimas etaloniniams analitiniams ir skaitiniams iteraciniams metodams priklauso nuo teisingo neuronų tinklo konkrečiam uždaviniui parinkimo, teisingos neuronų tinklo struktūros parinkimo, teisingo mokymo algoritmo parinkimo. Mokymo metu tikslesni mokymo algoritmai reikalauja daugiau laiko apmokymams, bet garantuoja geresnius rezultatus, todėl ne vienas autorius akcentuoja, kad labai tikslius mokymo algoritmus reiktų naudoti tuomet, kai apmokytas neuronų tinklas bus daug kartų panaudotas, siekiant atpirkti mokymo sąnaudas.

1.6. Autoriaus indėlis į problemos sprendimą

Spiralines ir meandrinės LS tyrė profesorai habil. dr. S. Štaras, R. Kirvaitis, R. Martavičius, J. Skudutis, profesorius V. Urbanavičius, docentai dr. A. Gurskas, V. Daškevičius ir kiti. Lėtinimo sistemos Lietuvoje intensyviai tiriamos nuo XX a., septintojo dešimtmečio. S. Štaras tyrė spiralinės ir meandrinės konstrukcijos lėtinimo ir kreipimo sistemas. R. Martavičius nagrinėjo plačiajuostes planarines LS. V. Urbanavičius tyrė mikrojuostelines vėlinimo linijas, taikydamas skaitinius metodus. A. Gurskas meandrinų sistemų tyrimus atliko, taikydamas sklaidos matricų metodus. J. Skudutis ir V. Daškevičius tirdami spiralinės ir meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemas taikė universaliąją programinę įrangą. R. Kirvaitis tyrė elektrodinaminių vėlinimo linijų savybes.

Aukščiau minėti tyrėjai pastebėjo, kad tam tikrais atvejais LS vyksta rezonansai. Disertacijos autorius tirs spiralinių ir meandrinų konstrukcijų LS rezo-

nansinius reiškinius, lemiančius užtvarinės juostos formavimąsi, ir pritaikys dirbtinių neuronų tinklus LS automatizuotai analizei ir projektavimui.

1.7. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

Atlikus analitinę literatūros apžvalgą galima teigti, kad:

1. Spiralinės ir meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos dažnai taikomos įvairios paskirties mikrobangų įtaisuose.
2. Dauguma periodinių lėtinimo sistemų yra nevienalytės. Periodinių nevienalytiškumų priežastys gali būti įvairios: dielektrinių laikiklių įtaka, spiralinio arba meandrinio laidininko konstrukcija ir kitos.
3. Dėl periodinių netolygumų lėtinimo sistemos pasižymi rezonansiniais reiškiniais, kuriuos įtakojantys veiksniai nėra detaliai ištirti ir nėra sukurta išsami šių reiškinų tyrimo metodika.
4. Taikant dirbtinių neuronų tinklų metodus galima sumažinti lėtinimo sistemų tyrimams reikalingus kompiuterinius ir laiko išteklius. Iki šiol nėra sukurta lėtinimo sistemų analizės ir sintezės metodų, grįstų dirbtinių neuronų tinklų taikymu.

Tikslinga tirti sudėtingų turinčių periodinių netolygumų spiralinių ir meandrinų lėtinimo sistemų savybes ir jų analizės metodus, siekiant patobulinti turinčias periodinių netolygumų lėtinimo sistemas ir jų automatizuoto projektavimo metodus, taikant dirbtinių neuronų tinklus. Šiam tikslui pasiekti turi būti išspręsti uždaviniai:

1. Ištirti periodinių netolygumų įtaką nevienalyčių periodinių lėtinimo sistemų savybėms.
2. Ištirti spiralinių, meandrinų ir hibridinių lėtinimo sistemų, turinčių periodinių netolygumų, savybes.
3. Sudaryti lėtinimo sistemų, turinčių periodinių netolygumų, automatizuotos analizės ir projektavimo algoritmus, taikant dirbtinių neuronų tinklus.
4. Imitacinių skaičiavimų būdu patikrinti siūlomų metodų veiksmingumą.

Nevienalyčių periodinių sistemų savybių tyrimas

Šiame skyriuje tiriamos nevienalyčių plačiajuosčių periodinių sistemų užtvarinės savybės ir jas lemiantys reiškiniai. Nevienalyčių periodinių sistemų savybių tyrimui taikomas baigtinio ilgio ilgosios linijos modelis. Ilgosios linijos modelis analizuojamas ilgujų linijų bei matriciniu metodais. Gauti rezultatai lyginami su specializuotu programų paketu CST Microwave Studio[®] skaitiniais metodais gautais rezultatais.

Skyriaus tematika paskelbti du autoriaus straipsniai (Katkevičius, Štaras 2009; Katkevičius 2010).

2.1. Sistemų dažninių savybių tyrimas ilgujų linijų metodu

Darbe (Štaras *et al.* 2012) nagrinėtos nevienalyčių periodinių plačiajuosčių lėtinimo sistemų savybės. Pastebėta, kad jų charakteristikos skiriasi nuo vienalyčių lėtinimo sistemų charakteristikų – dėl nevienalytiškumo kinta lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikos ir lėtinimo sistema įgyja užtvarinio filtro savybių.

Siekdami giliau atskleisti reiškinius, lemiančius užtvarines savybes ir šių savybių priklausomybę nuo periodinių netolygumų, šiame poskyryje ištirsime baigtinio ilgio ilgosios linijos, turinčios periodinių netolygumų, įėjimo varžos priklausomybę nuo dažnio ilgųjų linijų metodu.

2.1.1. Įėjimo varžos skaičiavimo algoritmas

Signalų trakto, kuriame įjungta linija su periodiniais netolygumais, schema pa-vaizduota 2.1 paveiksle. Linija prijungta prie virpesių šaltinio, kurio elektrovara $\underline{E}$ ir vidaus varža $\underline{Z}_i$. Linija turi n periodų. Periodas sudarytas iš dviejų vienalyčių atkarpų, kurių ilgiai – l_1 ir l_2 , o banginės varžos – $\underline{Z}_{B1}$ ir $\underline{Z}_{B2}$. Gale linija apkrauta apkrova, kurios varža $\underline{Z}_a$.

2.1 pav. Signalų trakto su linija, turinčia periodinių netolygumų, schema

Fig. 2.1. The scheme of the signal tract with the line having periodical inhomogeneities

Aptarsime linijos įėjimo varžos dažninių charakteristikų skaičiavimą ilgųjų linijų metodu. Analizuodami skaičiavimo rezultatus atskleisime linijos charakteristikų priklausomybes nuo periodų skaičiaus ir periodą sudarančių vienalyčių atkarpų parametrų.

Atspindžio koeficientu vadinamas atsispindėjusiosios ir krintančiosios bangų kompleksinių amplitudžių santykis linijos galuose arba nevienalyčių sričių ribose. Atspindžio koeficientas kiekybiškai įvertina linijos suderinimą su apkrova ir yra apskaičiuojamas pagal įtampą arba pagal srovę. Atspindžio koeficientas išreiškiamas formule:

$$\underline{P}_g = \left| \underline{P}_g \right| \cdot e^{j\psi_g} = \frac{\underline{U}_g - \underline{I}_g \underline{Z}_B}{\underline{U}_g + \underline{I}_g \underline{Z}_B} = \frac{\underline{Z}_a - \underline{Z}_B}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_B}, \quad (2.1)$$

čia $\underline{U}_g$ – įtampa linijos gale; $\underline{I}_g$ – srovė linijos gale; $\underline{Z}_B$ – linijos banginė varža; $\underline{Z}_a$ – linijos apkrovos varža; $|\underline{P}_g|$ – atspindžio koeficiento modulis; Ψ_g – fazės skirtumo tarp atspindėtosios ir krintančiosios bangų kampas.

Priklausomai nuo $|\underline{P}_g|$ dydžio ilgojoje linijoje galimi bėgančiosios bangos ir interferencijos režimai. Pastarasis dar dalijamas į visiško ir dalinio atspindžio režimus. Nagrinėjamas modelis bus suderinamas esant mišriųjų bangų režimui, t. y. kai apkrova tik iš dalies absorbuoja krintančiosios bangos energiją ir yra nelygi linijos banginei varžai ($\underline{Z}_a \neq \underline{Z}_B$).

Ilgosios linijos įėjimo varža $\underline{Z}_{IN}(y)$ vadinamas įtampos ir srovės kompleksinių amplitudžių santykis nagrinėjamame jos skerspjūvyje y .

$$\underline{Z}_{IN}(y) = \frac{\underline{U}(y)}{\underline{I}(y)} = \underline{Z}_B \frac{1 + \underline{P}(y)}{1 - \underline{P}(y)}, \quad (2.2)$$

čia $\underline{U}(y)$ – įtampa linijos skerspjūvyje y ; $\underline{I}(y)$ – srovė linijos skerspjūvyje y ; $\underline{P}(y)$ – atspindžio koeficientas linijos pjūvyje y ; $\underline{Z}_B$ – linijos banginė varža.

2.2 pav. y ilgio linijos atkarpos pakeitimas jos įėjimo varža (Vainoris 2004): (a) ilgojoje linijoje pažymėta y ilgio atkarpa; (b) y ilgio atkarpa pakeista jos įėjimo varža

Fig. 2.2. Replacement of y length section of the line with its input impedance (Vainoris 2004): (a) transmission line with marked y length section; (b) y length of the line replaced with its input impedance

Tai reiškia, kad generatoriaus darbo režimo apskaičiavimui visą liniją galima pakeisti dvipoliu, kurio kompleksinė varža lygi linijos įėjimo varžai (2.2 pav. a). Linijos įėjimo varžą galima apskaičiuoti ir bet kuriame linijos

skerspjūvyje, y ilgio linijos atkarpą su apkrova $\underline{Z}_a$ pakeitus sutelktą varžą $\underline{Z}_{IN}(y)$ (2.2 pav. b). Po tokio pakeitimo darbo režimas sutrumpintoje linijoje išliks nepakitęs. Taip pat nepasikeis generatoriaus darbo režimas.

Ilgosios linijos įėjimo varža išreiškiama formule (Vainoris 2004):

$$\underline{Z}_{IN}(y) = \underline{Z}_B \frac{\underline{Z}_a + j \cdot \underline{Z}_B \cdot \tan(\beta y)}{\underline{Z}_B + j \cdot \underline{Z}_a \cdot \tan(\beta y)}, \quad (2.3)$$

čia $\underline{Z}_a$ – apkrovos varža; $\underline{Z}_B$ – linijos vienalytės atkarpos banginė varža; y – koordinatė, atskaitoma nuo linijos galo, prie kurio prijungta apkrova; β – nagrinėjamos atkarpos fazės koeficientas.

Kai liniją sudaro n periodų ir periodas sudarytas iš dviejų vienalyčių atkarpų (2.1 pav.), įėjimo varžą galime rasti taikant 2.3 paveiksle pateiktą skaičiavimo algoritmą.

2.3 pav. n periodų linijos įėjimo varžos skaičiavimo algoritmas

Fig. 2.3. The calculation algorithm of the input impedance of n periods line

Skaičiavimai (2.3 pav.) pradedami įvedant linijos parametrus: periodo ilgį, vienalyčių atkarpų ilgius, elektromagnetinės bangos sklaidimo greičius atkarpose, atkarpų banginių ir apkrovos varžų vertes bei periodų skaičių linijoje (1 blokas). Toliau pradedamas įėjimo varžos skaičiavimo ciklas. Įėjimo varža skaičiuojama dviejuose linijos periodo taškuose: vienalyčių sričių sandūroje (2 blokas) ir vėliau – linijos periodo pradžioje (3 blokas). Įėjimo varžos skaičiavimai nuosekliai vykdomi kiekviename linijos periode, kol pasiekama linijos pradžia (4–5 bloka). Tuomet pirmojo linijos periodo įėjimo varža prilyginama linijos įėjimo varžai (6 blokas).

2.1.2. Įėjimo varžos skaičiavimo rezultatai

Linijos su periodiniais netolygumais skaičiavimo rezultatai, gauti taikant ilgujų linijų tyrimo metodiką, pateikti 2.4–2.7 paveiksluose. Siekiant vaizdumo 2.4 paveikslą grafikuose pateiktos įėjimo varžos charakteristikos, kai linija sudaryta iš 1, 2 ir 4 periodų, o vienalyčių sričių banginių varžų santykis bei vienalyčių sričių ilgių santykis nekinta. 2.5 paveiksle pateiktos įėjimo varžos charakteristikos, kai periodų skaičius yra pastovus ir lygus 4, vienalyčių sričių ilgių santykis nekinta, o kinta vienalyčių sričių banginių varžų santykis, kuris lygus 1; 1,3; 1,5. Tiriant dažninių charakteristikų priklausomybę nuo sistemos periodo banginių varžų santykio banginė varža Z_{B1} kito 40–50 Ω , o Z_{B2} kito 50–60 Ω ribose. 2.6 paveiksle pateiktos įėjimo varžos charakteristikos, kai kinta vienalyčių sričių ilgių santykis 1; 4; 19, o periodų skaičius lygus 4 ir banginės varžos lygios $Z_{B1} = 40 \Omega$ bei $Z_{B2} = 60 \Omega$.

2.4 pav. Ilgosios linijos įėjimo varžos realiosios (a), menamosios (b) dedamųjų, modulio (c) ir fazės (d) dažninės charakteristikos, kai $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}$ ir: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 2$; 3 – $n = 4$ periodai

Fig. 2.4. Active (a), reactive (b), module (c) and argument (d) of input impedance versus frequency of the transmission line at $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}$ and: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 2$; 3 – $n = 4$ periods

Linijos periodo ilgis visų tyrimų metu buvo pastovus ir lygus 0,02 m. Buvo priimta, kad elektromagnetinės bangos sklaidimo greičiai linijos atkarpose lygūs šviesos greičiui, o virpesių šaltinio ir apkrovos varžos – 50 Ω .

Iš 2.4 paveikslo matyti, kad bendruoju atveju linijos įėjimo varža yra kompleksinė. Jos realioji, menamoji dalys ir modulis priklauso nuo dažnio. Modulis tampa maksimalus, kai elektromagnetinės bangos ilgis yra dvigubai didesnis nei linijos periodo ilgis l_p , t. y., kai atitinka sąlygą $l_p = \lambda/2$. Tada ties dažniu $f = v/\lambda = v/2l_p$ (čia v – elektromagnetinės bangos sklaidimo greitis linijoje) įėjimo varža yra grynai aktyvioji. Padidinus periodų skaičių nuo 1 iki 4 įėjimo varžos modulio maksimalios vertės išaugo tris kartus, nuo 112 Ω iki 332 Ω .

2.5 pav. Ilgosios linijos įėjimo varžos realiosios (a), menamosios (b) dedamųjų, modulio (c) ir fazės (d) dažninės charakteristikos, kai $l_1 = l_2 = 10$ mm, $n = 4$, $(Z_{B1} + Z_{B2})/2 = 50$ Ω ir: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,3$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$

Fig. 2.5. Active (a), reactive (b), module (c) and argument (d) of input impedance versus frequency of the transmission line at $l_1 = l_2 = 10$ mm, $n = 4$, $(Z_{B1} + Z_{B2})/2 = 50$ Ω and then: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.3$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.5$

Iš 2.5 paveikslo rezultatų matyti, kad, nors tyrėme Z_{IN} priklausomybę nuo vienaalyčių sričių banginių varžų santykio, gauti rezultatai panašūs į gautuosius 2.4 paveiksle. Bendruoju atveju linijos įėjimo varža yra kompleksinė. Modulis tampa ekstremalus, kai elektromagnetinės bangos ilgis tampa dvigubai didesnis

nei linijos periodo ilgis. Ties dažniu $f = v / 2l_p$ įėjimo varža yra grynai aktyvioji. Be to įėjimo varžos Z_{IN} kitimas didesnis, kai didesnis linijos vienalyčių sričių banginių varžų santykis. Didinant linijos vienalyčių sričių banginių varžų santykį nuo 1 iki 1,5 įėjimo varžos modulio maksimumai išaugo beveik 7 kartus nuo 55,5 Ω iki 380 Ω .

2.6 pav. Ilgosios linijos įėjimo varžos realiosios (a), menamosios (b) dedamųjų, modulio (c) ir fazės (d) dažninės charakteristikos, kai $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $n = 4$ ir
kai: $1 - l_1 / l_2 = 1$; $2 - l_1 / l_2 = 4$; $3 - l_1 / l_2 = 19$

Fig. 2.6. Active (a), reactive (b), module (c) and argument (d) of input impedance versus frequency of the transmission line at $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $n = 4$, and then:

$$1 - l_1 / l_2 = 1; 2 - l_1 / l_2 = 4; 3 - l_1 / l_2 = 19$$

Iš 2.6 paveikslo matyti, kad linijos įėjimo varža yra kompleksinė ir modulis tampa maksimalus, kai elektromagnetinės bangos ilgis tampa dvigubai didesnis nei linijos periodo ilgis. Įėjimo varžos kitimas didėja, kai vienalyčių atkarpų ilgių santykis artėja prie vieneto. Beje kai $l_1 \neq l_2$, dėl periodinių netolygumų įėjimo varžos modulio maksimumai atsiranda ir ties kartotiniaisiais mf_c dažniais (kai periode telpa sveikasis pusbangių skaičius m). Mažėjant linijos vienalyčių sričių ilgių santykiui nuo 19 iki 1, t. y. vienalyčių sričių ilgių santykiui artėjant prie vieneto, įėjimo varžos modulio maksimumai ties centriniu dažniu išauga 8 kartus nuo 47 Ω iki 380 Ω .

2.4–2.6 paveikslų rezultatai gauti esant kintančiam linijos ilgiui ir pastoviam periodo ilgiui. 2.7 paveiksle pateikti rezultatai, kai linijos ilgis yra pastovus, o periodo ilgis kinta. Skaičiavimai vykdyti pasirinkus 1, 2 ir 4 periodus, kai vienalyčių sričių banginės varžos buvo pastovios ir lygios $Z_{B1} = 40 \Omega$ bei $Z_{B2} = 60 \Omega$, o vienalyčių sričių ilgių santykis nekito $l_1 = l_2$.

2.7 pav. Ilgosios linijos įėjimo varžos realiosios (a), menamosios (b) dedamųjų, modulio (c) ir fazės (d) dažninės charakteristikos, kai $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $l_1 = l_2$ ir kinta periodo ilgis bei kai: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 2$; 3 – $n = 4$ periodai

Fig. 2.7. Active (a), reactive (b), module (c) and argument (d) of input impedance versus frequency of the transmission line at $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $l_1 = l_2$ and varies the length of the period and then: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 2$; 3 – $n = 4$ periods

Iš gautų rezultatų matyti, kad kiekvieną kartą dvigubai didinant periodų skaičių, gauname ketvirtis buvusios įėjimo varžos charakteristikos, t. y. įėjimo varžos dažninės charakteristikos periodas didėja (2.7 pav.). Detalesni tyrimai su kintančiu periodų ilgiu atliekami nebuvo.

Taigi, didėjant linijos periodiniams netolygumams – didėjant vienalyčių sričių banginių varžų santykiui, vienalyčių sričių ilgių santykiui artėjant prie vieneto ir didėjant nevienalyčių periodų skaičiui – ilgoji linija dėl atspindžių nuo vienalyčių sričių ir jų sukeltų rezonansinių reiškinių įgauna užtvartinio filtro sa-

vybes, ko pasekoje ties užtvarine juosta didėja įėjimo varžos Z_{IN} maksimalios vertės.

2.2. Sistemų dažninių savybių tyrimas matricų metodu

Šiame poskyryje nagrinėsime linijų su periodiniais netolygumais dažnines amplitudės bei fazės charakteristikas.

Minėtų charakteristikų skaičiavimui galima taikyti įvairius metodus (Gorbunova *et al.* 2011; Watanabe 2009). Nagrinėjant linijas, sudarytas iš daugelio atkarpų, geriausiai tinka matriciniai metodai (Soluch 2012; Ye *et al.* 2010).

2.2.1. Skaičiavimų algoritmas matricų metodu

Matriciniai skaičiavimai naudojami tuomet, kai mikrobangų grandinėms projektuoti bei analizuoti elektrodinamikos matematinis aparatas yra pernelyg sudėtingas. Mikrobangų grandinėms bandoma taikyti elektrinių grandinių teorijos metodus, sukurtus žemesniųjų dažnių grandinėms. Bendroje grandinių teorijoje bet kokia grandinės dalis ar jos įtaisas vaizduojami ekvivalentiniu poriniu daugiapoliu. Pasyviniame tiesiniame daugiapolyje elektriniai virpesiai aprašomi tiesinėmis diferencialinėmis lygtimis su pastoviais koeficientais, o stacionarieji procesai – algebrinėmis Kirchhofo lygčių sistemomis kompleksinėms amplitudėms. Pastarųjų lygčių sprendimui ir grandinių analizei bei sintezei ir yra taikomas matricų metodas.

Mikrobangų grandinių matricų teorijoje pagrindinis analizės objektas dažniausiai būna keturpolis (2.8 pav.). Keturpolis – tai elektrinis įtaisas su dviem gnybtų poromis, kuriose išmatuotos arba apskaičiuotos srovės ir įtampos lemia jo išorines elektrines charakteristikas, t. y. jo įėjimų elektrinių parametrų sąryšius su išėjimais.

2.8 pav. Mikrobangų keturpolio schema

Fig. 2.8. The scheme of the microwave four-port

Keturpolį, kaip perdavimo grandinę, galima apibūdinti kompleksiniu perdavimo koeficientu. Galima skaičiuoti įtampos $\underline{K}_U(\omega)$, srovės $\underline{K}_I(\omega)$ arba galios $\underline{K}_S(\omega)$ kompleksinį perdavimo koeficientą. Iš šių trijų dažniausiai naudojamas kompleksinis įtampos perdavimo koeficientas:

$$\underline{K}_U(\omega) = K_U(\omega) \cdot e^{j\phi(\omega)}, \quad (2.4)$$

čia $K_U(\omega)$ – dažninė amplitudės charakteristika; $\phi(\omega)$ – dažninė fazės charakteristika.

Naudojant matricinį metodą gali būti taikoma viena iš šių matricių: $\mathbf{Z}$ – normuotų varžų; $\mathbf{Y}$ – normuotų laidžių; $\mathbf{ABCD}$ – apibendrintųjų parametrijų; $\mathbf{B} - \beta$ parametrijų; $\mathbf{H} - h$ parametrijų; $\mathbf{G} - g$ parametrijų.

Skaičiuojant LS perdavimo charakteristikas geriausia panaudoti $\mathbf{ABCD}$ matricią, kuri dažnai įvardijama kaip perdavimo matrica (Zhou *et al.* 2008). Naudojant $\mathbf{ABCD}$ matricos metodą sunaudojama daug mažiau mašininio skaičiavimo laiko. Tai ypač pastebima skaičiuojant sudėtingų periodinių sistemų parametrus.

2.8 paveiksle pavaizduoto keturpolio įtampos bei srovės susiejamos lygčių sistema:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = \underline{A} \cdot \underline{U}_2 - \underline{B} \cdot \underline{I}_2, \\ \underline{I}_1 = \underline{C} \cdot \underline{U}_2 - \underline{D} \cdot \underline{I}_2. \end{cases} \quad (2.5)$$

Matriciniu pavidalu (2.5) formulė užrašoma:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{B} \\ \underline{C} & \underline{D} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ -\underline{I}_2 \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Kai sistema sudėtinga, ji skaidoma ir aprašoma paprastesniais keturpoliais, kurie vėliau pakopomis jungiami į vieną visumą, sudauginant elementarių keturpolių $\mathbf{ABCD}$ matricas. Taip gaunama ekvivalentinio keturpolio $\mathbf{ABCD}$ matrica (2.9 pav.).

2.9 pav. Pakopinis keturpolių jungimas
Fig. 2.9. Cascaded circuit of four-ports

Ekvivalentinės matricos koeficientai gaunami remiantis formulėmis:

$$\begin{aligned}\underline{A} &= \underline{A}_1 \cdot \underline{A}_2 + \underline{B}_1 \cdot \underline{C}_2, \\ \underline{B} &= \underline{A}_1 \cdot \underline{B}_2 + \underline{B}_1 \cdot \underline{D}_2, \\ \underline{C} &= \underline{A}_2 \cdot \underline{C}_1 + \underline{C}_2 \cdot \underline{D}_1, \\ \underline{D} &= \underline{B}_2 \cdot \underline{B}_1 + \underline{D}_1 \cdot \underline{D}_2.\end{aligned}\quad (2.7)$$

Perdavimo linijos atkarpa gali būti modeliuojama ekvivalentiniu simetriniu T tipo keturpoliu, kurio **ABCD** matricos koeficientai išreiškiami formulėmis:

$$\underline{A}_i = \underline{D}_i = \cosh(\underline{\gamma} l_i), \quad (2.8)$$

$$\underline{C}_i = \frac{\sinh(\underline{\gamma} l_i)}{Z_B}, \quad (2.9)$$

$$\underline{B}_i = Z_B \cdot \sinh(\underline{\gamma} l_i), \quad (2.10)$$

čia $\underline{\gamma}$ – sklaidimo konstanta; l_i – linijos i -osios vienalytės srities ilgis.

2.10 pav. n periodų ilgosios linijos perdavimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikų skaičiavimo algoritmas

Fig. 2.10. The calculation algorithm of transfer coefficient and input impedance characteristics of n periods transmission line

Perdavimo linijos be nuostolių **ABCD** matricos koeficientuose hiperbolinės funkcijos keičiamos kampinėmis:

$$\begin{bmatrix} \underline{A}_i & \underline{B}_i \\ \underline{C}_i & \underline{D}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_i) & j \cdot Z_B \cdot \sin(\beta l_i) \\ j \cdot \sin(\beta l_i) / Z_B & \cos(\beta l_i) \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

čia β – fazės koeficientas.

2.10 paveiksle pateiktas linijos perdavimo koeficiento ir įėjimo varžos skaičiavimo, naudojant matricinį metodą, algoritmas. Skaičiavimo pradžioje įvedami linijos parametrai (1 blokas): linijos periodo ilgis, linijos vienalyčių atkarpų ilgiai, elektromagnetinės bangos sklidimo greičiai atkarpose, atkarpų banginių ir apkrovos varžų vertės bei periodų skaičius linijoje. Skaičiuojant laikoma, kad kiekviena linijos vienalytė sritis yra atskiras keturpolis, turintis savo **ABCD** matricos parametrus. Toliau pradedant nuo linijos galo pakopomis jungiamos keturpolius atitinkančios vienalytės sritis, t. y. dauginamos gretimų vienalyčių sričių **ABCD** matricos vienalyčių sričių sandūroje (2 blokas) ir kiekvieno periodo pradžioje (3 blokas), kol pasiekama linijos pradžia (4–5 blokas). Tuomet gauto sudėtingo ekvivalentinio keturpolio **ABCD** matricos parametrai prilyginami linijos **ABCD** matricos parametrams (6 blokas) ir apskaičiuojamas linijos perdavimo koeficientas bei įėjimo varža (7 blokas).

Sekančiame skyrelyje pateikiami turinčios periodinių netolygumų ilgosios linijos perdavimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikų skaičiavimo rezultatai matricių metodu.

2.2.2. Skaičiavimų rezultatai matricių metodu

2.11 paveiksle (a) pateiktos perdavimo koeficiento dažninės amplitudės charakteristikos, kai linijos vienalyčių sričių banginės varžos yra lygios. 2.11 paveiksle (b) atvaizduotos perdavimo koeficiento charakteristikos, kai periodo vienalyčių sričių banginių varžų santykis bei vienalyčių sričių atkarpų ilgių santykis yra pastovūs, o periodų skaičius sistemoje kinta ir yra lygus 1, 4 ir 16. Vienalyčių sričių banginės varžos Z_{B1} ir Z_{B2} yra lygios 40 Ω ir 60 Ω . 2.11 paveiksle (c) kinta periodo vienalyčių sričių banginių varžų santykis, kuris lygus 1; 1,2; 1,3; 1,5. Tiriant dažninių charakteristikų priklausomybę nuo sistemos periodo banginių varžų santykio Z_{B1} kito 40–50 Ω intervale, o Z_{B2} kito 50–60 Ω ribose. 2.11 paveiksle (d) pateiktos perdavimo koeficiento charakteristikos, kai kinta vienalyčių sričių ilgių santykis l_1/l_2 , kuris įgyja vertes 1; 2; 4; 19. Linijos vienalyčių sričių banginės varžos ir nevienalyčių periodų skaičius šiuo atveju nekito. Linijos periodo ilgis visų tyrimų metu buvo pastovus ir lygus 0,02 m. Elektromagnetinės bangos sklidimo greičiai linijos atkarpose lygūs šviesos greičiui, o virpesių šaltinio ir apkrovos varžos – 50 Ω .

2.11 pav. Ilgosios linijos perdavimo koeficientas, kai $R_a = R_i = 50 \Omega$:

- (a): $Z_{B1} = Z_{B2} = 50 \Omega$, $l_1 = l_2 = 10$ mm ir: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 4$; 3 – $n = 16$;
 (b): $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $l_1 = l_2 = 10$ mm ir: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 4$; 3 – $n = 16$;
 (c): $n = 4$, $l_1/l_2 = 1$, $(Z_{B1} + Z_{B2})/2 = 50 \Omega$ ir Z_{B1}/Z_{B2} lygu: 1 – 1; 2 – 1,2; 3 – 1,3; 4 – 1,5;
 (d): $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $n = 4$ ir kai l_1/l_2 lygu: 1 – 1; 2 – 2; 3 – 4; 4 – 19

Fig. 2.11. Transfer coefficient of the transmission line at $R_a = R_i = 50 \Omega$ and:

- (a): $Z_{B1} = Z_{B2} = 50 \Omega$, $l_1 = l_2 = 10$ mm and: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 4$; 3 – $n = 16$;
 (b): $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $l_1 = l_2 = 10$ mm and: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 4$; 3 – $n = 16$;
 (c): $n = 4$, $l_1/l_2 = 1$, $(Z_{B1} + Z_{B2})/2 = 50 \Omega$, Z_{B1}/Z_{B2} equal: 1 – 1; 2 – 1.2; 3 – 1.3; 4 – 1.5;
 (d): $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $n = 4$ and l_1/l_2 equal: 1 – 1; 2 – 2; 3 – 4; 4 – 19

Signalų trakto, kuriame įjungta linija su periodiniais netolygumais, dažninės amplitudinės charakteristikos vertės skaičiuotos pagal formulę:

$$K = \left| \frac{U_2}{E} \right|. \quad (2.12)$$

Todėl trakto, kuriame įjungta vienalytė linija, nenormuotos dažninės amplitudės vertės yra 0,5. Dėl periodinių netolygumų atsiranda užtvartinė juosta, kurios centrinis dažnis f_c priklauso nuo linijos periodo ilgio ir išreiškiamas formule:

$$f_c = \frac{v}{2l_p} . \quad (2.13)$$

čia v – elektromagnetinės bangos sklidimo greitis linijoje; l_p – linijos periodo ilgis.

Kaip matyti iš 2.11 paveikslų (b) ir (c), didėjant periodų skaičiui arba periodo vienalyčių sričių banginių varžų santykiui, perdavimo koeficientas nuo dažnio priklauso labiau. Dėl didėjančių periodinių atspindžių plečiasi užtvarinė juosta ir didėja slopinimas užtvarinėje juostoje. Iš 2.11 paveikslo (b) matyti, kad, naudojant sistemą su vienu periodu, užtvarinės juostos nėra (neviršijama 0,707 DACH riba), o periodų skaičiui išaugus iki 16, atsiranda 2,2 GHz pločio užtvarinė juosta. Kai linijos vienalyčių sričių banginių varžų santykis lygus 1, užtvarinės juostos nėra, o kai vienalyčių sričių banginių varžų santykis išauga iki 1,5, atsirado 2,7 GHz pločio užtvarinė juosta (2.11 pav. c). Iš 2.11 paveikslo (d) matyti, kad užtvarinė juosta plačiausia ir slopinimas joje didžiausias, kai vienalyčių atkarpų ilgių santykis periode artėja prie vieneto. Beje, dėl periodinių netolygumų atsiranda ne vienintelė užtvarinė juosta. Kai $l_1 \neq l_2$, užtvarinės juostos gaunamos ir ties kartotiniais dažniais mf_c (kai periode telpa sveikasis pusbangių skaičius m). Kai linijos vienalyčių sričių ilgių santykis lygus vienetui, turime 2,7 GHz pločio užtvarinę juostą. Vienalyčių sričių ilgių santykiui didėjant, užtvarinė juosta siaurėja bei slopinimas joje mažėja.

Žinant **ABCD** matricos koeficientus galima apskaičiuoti ir linijos įėjimo varžą. Kadangi įėjimo varža lygi įėjimo įtampos ir srovės santykiui, remdamiesi banginiu keturpoliu (2.8 pav.) ir naudodami (2.5) lygčių sistemą galime gauti įėjimo varžos išraišką:

$$\underline{Z}_{IN} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{A} \cdot \underline{U}_2 - \underline{B} \cdot \underline{I}_2}{\underline{C} \cdot \underline{U}_2 - \underline{D} \cdot \underline{I}_2} = \frac{\underline{A} \cdot \underline{Z}_a + \underline{B}}{\underline{C} \cdot \underline{Z}_a + \underline{D}}, \quad (2.14)$$

čia $\underline{U}_1$ – linijos įėjimo įtampa; $\underline{I}_1$ – linijos įėjimo srovė; $\underline{U}_2$ – linijos išėjimo įtampa; $\underline{I}_2$ – linijos išėjimo srovė; $\underline{Z}_a$ – linijos apkrovos varža; $\underline{A}, \underline{B}, \underline{C}, \underline{D}$, – **ABCD** matricos koeficientai.

Skaiciavimo rezultatai pateikti 2.12–2.14 paveiksluose. 2.12 paveiksle pateiktos įėjimo varžos dažninės charakteristikos, kai kito periodų skaičius 1, 2 ir 4, o vienalyčių sričių banginės varžos Z_{B1} ir Z_{B2} buvo pastovios ir lygios 40 Ω ir 60 Ω . Vienalyčių sričių ilgių santykis l_1/l_2 buvo pastovus ir lygus vienetui. Rezultatai analogiški gautiesiems ilgųjų linijų metodu ankstesniame poskyryje. Bendruoju atveju linijos įėjimo varža yra kompleksinė. Jos realioji, menamoji dalys ir modulis priklauso nuo dažnio. Modulis tampa maksimalus, kai elektromagnetinės bangos ilgis tampa dvigubai didesnis nei linijos periodo ilgis. Iš gautų rezultatų matyti, kad, didėjant periodų skaičiui, $\underline{Z}_{IN}$ kinta labiau: kai elektro-

magnetinės bangos ilgis tampa dvigubai didesnis nei linijos periodo ilgis, jėgimo varžos modulis didinant periodų skaičių didėja. Padidinus periodų skaičių nuo 1 iki 4 jėgimo varžos modulio maksimumai išaugo 3 kartus nuo 112 Ω iki 340 Ω .

2.12 pav. Ilgosios linijos jėgimo varžos realiosios (a), menamosios (b) dedamųjų, modulio (c) ir fazės (d) dažninės charakteristikos, kai $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $l_1 = l_2 = 10$ mm ir kai: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 2$; 3 – $n = 4$ periodai

Fig. 2.12. Active (a), reactive (b), module (c) and argument (d) of input impedance versus frequency of the transmission line at $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $l_1 = l_2 = 10$ mm and: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 2$; 3 – $n = 4$ periods

2.13 paveiksle pateiktos jėgimo varžos Z_{IN} dažninės charakteristikos, kai kinta vienalyčių sričių banginių varžų santykis, kuris lygus 1; 1,2; 1,5. Tiriant dažninių charakteristikų priklausomybę nuo sistemos periodo banginių varžų santykio banginė varža Z_{B1} kito 40–50 Ω , o Z_{B2} kito 50–60 Ω ribose. Sistema buvo sudaryta iš 4 periodų, o vienalyčių sričių l_1 ir l_2 ilgių santykis nekito ir buvo lygus vienetui.

Iš gautų rezultatų matyti, kad linijos jėgimo varža yra kompleksinė. Modulis tampa ekstremalus, kai elektromagnetinės bangos ilgis yra dvigubai didesnis nei linijos periodo ilgis l_p , t. y., kai tenkinama sąlyga $l_p = \lambda/2$. Tada ties dažniu $f = v/2l_p$ jėgimo varža yra grynai aktyvioji. Be to didėjant vienalyčių sričių ban-

ginių varžų santykiui užtvarinės savybės ryškėja, t. y. įėjimo varžos modulio ekstremumų vertės didėja. Didinant linijos vienalyčių sričių banginių varžų santykį nuo 1 iki 1,5 įėjimo varžos modulio ekstremumai išaugo beveik 7 kartus nuo 55Ω iki 385Ω .

2.13 pav. Ilgosios linijos įėjimo varžos realiosios (a), menamosios (b) dedamųjų, modulio (c) ir fazės (d) dažninės charakteristikos, kai $l_1 = l_2 = 10$ mm, $n = 4$, $(Z_{B1} + Z_{B2})/2 = 50 \Omega$ ir Z_{B1}/Z_{B2} lygu: 1 – 1; 2 – 1,2; 3 – 1,5

Fig. 2.13. Active (a), reactive (b), module (c) and argument (d) of input impedance versus frequency of the transmission line at $l_1 = l_2$, $n = 4$, $(Z_{B1} + Z_{B2})/2 = 50 \Omega$ and Z_{B1}/Z_{B2} equal to: 1 – 1; 2 – 1.2; 3 – 1.5

2.14 paveiksle pateiktos įėjimo varžos charakteristikos, kai kinta nevienalyčių sričių ilgių santykis, kuris įgauna reikšmes 1; 4; 19. Periodų skaičius yra pastovus ir lygus 4, o vienalyčių sričių banginės varžos nekinta ir yra lygios $Z_{B1} = 40 \Omega$ ir $Z_{B2} = 60 \Omega$. Dar buvo priimta, kad elektromagnetinės bangos sklaidimo greičiai linijos atkarpose lygūs šviesos greičiui, o virpesių šaltinio ir apkrovos varžos – 50Ω .

Iš 2.14 paveikslo matyti, kad Z_{IN} modulis tampa maksimalus, kai elektromagnetinės bangos ilgis yra dvigubai didesnis nei linijos periodo ilgis. Z_{IN} modulio maksimumai didėja, kai vienalyčių atkarpų ilgių santykis artėja prie vieno. Beje, kai $l_1 = l_2$, dėl periodinių netolygumų Z_{IN} modulio maksimumai

atsiranda ir ties kartotiniais mf_c dažniais (kai periode telpa sveikasis pusbangių skaičius m). Mažėjant linijos vienalyčių sričių ilgių santykiui nuo 19 iki 1, įėjimo varžos modulio maksimumas ties centriniu dažniu išauga 8 kartus nuo 47 Ω iki 391 Ω .

2.14 pav. Ilgosios linijos įėjimo varžos realiosios (a), menamosios (b) dedamųjų, modulio (c) ir fazės (d) dažninės charakteristikos, kai $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $n = 4$ ir:

$$1 - l_1/l_2 = 1; 2 - l_1/l_2 = 4; 3 - l_1/l_2 = 19$$

Fig. 2.14. Active (a), reactive (b), module (c) and argument (d) of input impedance versus frequency of the transmission line at $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $n = 4$ and:

$$1 - l_1/l_2 = 1; 2 - l_1/l_2 = 4; 3 - l_1/l_2 = 19$$

Taigi, taikant banginių matricių metodą galima apskaičiuoti ilgosios linijos perdavimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikas. Atspindžių nuo vienalyčių sričių sukelti rezonansiniai reiškiniai lemia užtvarinės juostos atsiradimą. Didėjant periodiniam nevienalytiškumui užtvarinė juosta plėtėja. Periodiniai netolygumai imituoti, keičiant linijos nevienalyčių periodų skaičių, vienalyčių sričių banginių varžų ir vienalyčių sričių ilgių santykius. Iš perdavimo koeficiento charakteristikos matyti, kad ilgojoje linijoje pradeda formuotis užtvarinė juosta, kai vienalyčių sričių banginių varžų santykis išauga iki 1,3 ir vienalyčių sričių ilgių santykis sumažėja iki 2 arba kai linijoje yra daugiau nei vienas nevienalytis

periodas. Taikant banginių matricių metodą apskaičiuotos įėjimo varžų charakteristikos sutampa su gautomis, taikant ilgųjų linijų metodą.

2.3. Periodinių netolygumų įtaka pereinamajai charakteristikai

Dėl keturpolio dažninės amplitudės charakteristikos netolygumo ir dažninės fazės charakteristikos netiesiškumo gaunami signalų formos iškraipymai. Apie galimus impulsinių signalų iškraipymus galima spręsti iš keturpolio impulsinės arba pereinamosios charakteristikų.

Šiame poskyriuje nagrinėsime, užtvarinės juostos pločio įtaką pereinamajai charakteristikai ir impulsinių signalų iškraipymams.

2.3.1. Pereinamosios charakteristikos ir impulsinių signalų formos tyrimai

Impulsine charakteristika vadinama sistemos reakcija į $\delta(t)$ impulso poveikį. Pereinamoji charakteristika vadinama sistemos reakcija į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą. Remiantis pereinamoji charakteristika randami parametrai: impulso fronto trukmė τ_f ir vėlinimo trukmė t_v (2.15 pav.). Fronto trukmė matuojama tarp pereinamosios charakteristikos lygių 0,1 ir 0,9, vėlinimo laikas – tarp 0 ir 0,1 lygių.

2.15 pav. Pereinamoji charakteristika
Fig. 2.15. Transient response

Modeliuojant lėtinimo sistemas svarbu atsižvelgti į signalų iškraipymą lemiančias priežastis, todėl aptariama pereinamųjų charakteristikų iškraipymą lemiantys faktoriai. Darbe (Štaras *et al.* 2012) išsamiai išnagrinėtos bėgančiosios bangos elektroninių vamzdžių dinaminės charakteristikų priklausomybės nuo slopinimo, dispersijos kreipimo sistemoje, elektronų lėkio trukmės ir kitų veiksnių. Suformuluoti reikalavimai kreipimo sistemų parametrams, kuriuos įvykdžius galima gauti reikaujamą vamzdžio ekvivalentinės pralaidumo juostos plotį ir pereinamosios charakteristikos fronto trukmę.

Vienas iš svarbiausių veiksnių, lemiančių bėgančiosios bangos elektroninio vamzdžio praleidžiamųjų dažnių juostos plotį yra dispersija, kuri nustatoma iš sistemos vėlinimo trukmės dažninės charakteristikos $t_v(f)$. Dėl elektromagnetinės bangos ir elektronų greičių nesuderinamumo gaunami dažniniai amplitudiniai iškraipimai (Štaras *et al.* 2010).

Didėjant dažniui, didėja fazių skirtumas θ tarp spiralinės ar meandrinės sistemos gretimų laidininkų ir to pasekoje kinta ilginė talpa bei sistemos banginė varža. Tuomet nuo sistemos periodinių netolygumų susidaro atspindžiai, dėl kurių atsiranda pereinamosios charakteristikos svyravimai. Svyravimus taip pat lemia ir atspindžiai nuo sistemos įėjimų ir išėjimų.

Literatūroje išnagrinėta daugelio faktorių įtaka pereinamajai charakteristikai ir signalų formos iškraipymams, tačiau mažai dėmesio skirta užtvarinės juostos įtakai. Todėl ištirsime užtvarinės juostos pločio įtaką pereinamajai charakteristikai ir signalų formos iškraipymams.

Pereinamoji charakteristika skaičiuojama taikant formulę:

$$T(t) = \frac{K(0)}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{K(\omega)}{\omega} \sin(\omega t + \varphi(\omega)) d\omega, \quad (2.15)$$

čia $K(\omega)$ – dažninė amplitudės charakteristika; $\varphi(\omega)$ – dažninė fazės charakteristika.

Siekiant išvengti pereinamųjų charakteristikų osciliacijų dėl viršutinio integravimo režio, į pointegralinį reiškinį įrašomas Bernšteino ir Rogozinskio daugiklis. Tuomet (2.15) formulė įgauna pavidalą:

$$T_0(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_B} \left(\cos\left(\frac{\pi\omega}{2\omega_B}\right) \right)^2 \frac{K_0(\omega)}{\omega} \cos\left(\omega t + \phi_0(\omega) - \frac{\pi}{2}\right) d\omega, \quad (2.16)$$

čia $\omega_B = 2\pi f_B$, kur f_B žymi srities aukščiausią dažnį, iki kurio integruojame.

Taikydami (2.16) formulę ištirsime, kaip kinta pereinamoji charakteristika priklausomai nuo užtvarinės juostos pločio, kai naudojamas status ir baigtinio statumo fronto impulsas.

2.3.2. Pereinamosios charakteristikos ir impulsinių signalų skaičiavimo rezultatai

2.16 paveiksle (a) pateiktos perdavimo charakteristikos su skirtingu užtvarinės juostos pločiu. Siekiant pateikti vaizdžius rezultatus, naudojome perdavimo charakteristikas, kai užtvarinės juostos nėra ir kai užtvarinės juostos plotis lygūs 5, 20 ir 30 % centrinio užtvarinės juostos dažnio. Pereinamosios charakteristikos plokščiosios srities netolygumai gali atsirasti dėl baigtinio viršutinio integravimo režio ir užtvarinės juostos. Norėdami tirti pereinamosios charakteristikos plokščiosios srities netolygumus, atsirandančius dėl užtvarinės juostos, pašalinome baigtinio viršutinio integravimo režio sukeltus netolygumus, atsirandančius naudojant apribotą signalo spektro dalį. Viršutinio integravimo režio sukelti netolygumai pašalinami panaudojus Beršteino ir Rogožinskio daugiklį.

2.16 paveiksle (a) pateiktos perdavimo charakteristikos, kai užtvarinės juostos plotis lygus 0, 5, 20 ir 30 procentų centrinio užtvarinės juostos dažnio.

2.16 pav. Dažninė amplitudės charakteristika su skirtingo pločio užtvarine juosta (a), pereinamosios charakteristikos plokščiosios srities (b) ir užaugimo fronto (c) priklausomybės nuo užtvarinės juostos pločio, kai užtvarinės juostos plotis lygus 1 – 0 %; 2 – 5 %; 3 – 20 %; 4 – 30 % centrinio užtvarinės juostos dažnio

Fig. 2.16. Amplitude-frequency responses (a), the flat area (b) and the growing area (c) of transient responses then stop-band is equal to: 1 – 0 %; 2 – 5 %; 3 – 20 %; 4 – 30 % of central frequency of the stop-band

2.16 paveiksluose (b) ir (c) pateiktos pereinamosios charakteristikos plokščiosios ir fronto sritys, atitinkančios 2.16 paveiksle (a) pateiktas perdavimo charakteristikas, su skirtingu užtvarinės juostos pločiu. Iš 2.16 paveikslų matyti, kad didėjant užtvarinės juostos pločiui, pereinamosios charakteristikos plokščiosios srities netolygumai didėja. Užtvarinės juostos pločiui padidėjus nuo 5 iki 30 % centrinio užtvarinės juostos dažnio (2.16 pav. a), pereinamosios charakteristikos plokščiosios srities netolygumai padidėja 3 kartus (2.16 pav. b). Toks didelis skirtumas gaunamas tik plokščiosios srities pradžioje – laiko srityje nuo 0,1 iki 0,15 ns. Toliau nuo fronto pereinamosios charakteristikos plokščiosios srities netolygumai sumažėja iki 2 kartų.

Iš 2.16 paveikslų (c) matyti, kad didėjant užtvarinės juostos pločiui pereinamosios charakteristikos frontas darosi nuožulnesnis, t. y. fronto kilimo trukmė ilgėja. Mūsų atveju užtvarinės juostos pločiui padidėjus nuo 5 iki 30 % centrinio užtvarinės juostos dažnio fronto trukmė padidėjo nuo 34 ps iki 59 ps, t. y. 73 %.

Praktikoje impulsų frontai nėra be galo statūs ir jų dažninių spektrų plotis yra ribotas. Įtampų šuolių su baigtinio statumo frontu arba kitų faktorių įtaką (pvz., realių įtaisų ribotas dažnines savybes) galima modeliuoti į pointegralinį reiškinių įvedant papildomus daugiklius. Šiuo atveju norėdami modeliuoti kitų faktorių įtaką naudojome $\sin(kf)/kf$ pavidalo daugiklį, kur k – konstanta. 2.17 paveiksle pateiktos dažninės amplitudės charakteristikos ir jas atitinkančios pereinamosios charakteristikos atvejais, kai vertinama tik užtvarinės juostos įtaka ir kai veikia kiti faktoriai, ribojantys praleidžiamųjų dažnių juostos plotį.

2.17 pav. Dažninės amplitudės charakteristikos (a) ir pereinamosios charakteristikos (b), kai užtvarinės juostos plotis lygus 30 % centrinio užtvarinės juostos dažnio

Fig. 2.17. Amplitude-frequency responses (a) and transient responses (b) then stop-band is equal to 30 % of central frequency of the stop-band

Iš 2.17 paveikslų (b) matyti, kad, didėjant įtampos šuolio fronto trukmei, t. y. mažėjant realių impulsų spektro pločiui, iškraipymai dėl užtvarinės juostos mažėja.

2.4. Sistemų tyrimas taikant specializuotą programinę įrangą

Pastaruoju metu įvairiems įtaisams modeliuoti vis dažniau taikomi skaitiniai metodai ir specializuotos programų sistemos (Metlevskis, Martavičius 2012). Šiame poskyryje nevienalytės periodinės sistemos tiriamos, taikant programų paketą CST Microwave Studio[®], taikant baigtinių skirtumų laiko srities metodą. Ilgųjų linijų ir matriciniu metodais gauti rezultatai lyginami su CST Microwave Studio[®] programų paketu gautais rezultatais.

2.4.1. Nevienalyčių periodinių sistemų tyrimo modeliai

Ilgoji linija su periodiniais netolygumais specializuoto programų paketo CST Microwave Studio[®] terpėje modeliuojama bendraašio kabelio atkarpomis. Periodiniai netolygumai įvertinami, keičiant centrinio laidininko skersinius matmenis, dielektriko skersinius matmenis, nevienalyčių periodų skaičių bei vienalyčių sričių ilgius.

Taikant 2.18 paveiksle pateiktą schemą galima tiesiogiai apskaičiuoti ilgosios linijos su periodiniais netolygumais dažnines amplitudės (DACH) ir fazės (DFCh) charakteristikas. Skaičiuojant priimta, kad signalo šaltinio $\underline{E}$ vidaus varža R_i ir apkrovos varža R_a yra lygios tiriamosios spiralinės sistemos banginei varžai Z_B žemųjų dažnių srityje. Ieškant įėjimo varžos reikšmių sistemos įėjimo varžą galima rasti keičiant signalo šaltinio ir generatoriaus varžas tol, kol gautami mažiausi atspindžiai.

2.18 pav. Ilgosios linijos, įjungtos į signalo kanalą ir turinčios periodinių netolygumų, principinė elektrinė schema

Fig. 2.18. The principal electric scheme of a transmission line with periodic inhomogeneities, plugged into transmission channel

2.19 paveiksle pateiktas bendraašio kabelio modelis CST Microwave Studio[®] terpėje, sudarytas iš keturių nevienalyčių periodų. Vienalytės sritys šiuo atveju sudarytos keičiant vidinio laidininko skersinius matmenis. Storėjant vidiniam laidininkui kartu plonėja dielektriko sluoksnio storis, taigi mažėja banginė varža.

2.19 pav. Bendraašio kabelio fregmentas ir jo skersiniai pjūviai
Fig. 2.19. The fragment of coaxial cable and its cross-sections

Vidinis laidininkas yra idealus laidininkas. Jį gaubia vakuumo sluoksnis, kurio $\epsilon_r = 1$ ir $\mu_r = 1$. Išorinis idealus laidininkas nustatomas kaip terpė aplink dielektriko sluoksnį.

Periodiniai netolygumai įvertinami keičiant bendraašio kabelio nevienalyčių periodų skaičių nuo vienalytės linijos iki 16 periodų. Periodiniai nevienalytiškumai sudaromi keičiant laidininko ir dielektriko skersinius matmenis ir keičiant vienalyčių sričių ilgius.

Tyrimams taikomas CST Microwave Studio[®] *Transient Solver* paketas, dirbantis baigtinių skirtumų laiko srities metodu.

2.4.2. Nevienalyčių periodinių sistemų modeliavimo rezultatai

2.20 paveiksle pateiktos dažninės amplitudės charakteristikos, gautos CST Microwave Studio[®] programų paketu, taikant baigtinių skirtumų laiko srities metodą. 2.20 paveiksle (a) pateiktos charakteristikos, kai periodo vienalyčių sričių banginių varžų Z_{B1} ir Z_{B2} santykis bei vienalyčių sričių atkarpų ilgių l_1 ir l_2 santykis yra pastovūs, o periodų skaičius sistemoje kinta ir yra lygus 1, 4 ir 16. 2.20 paveikslo (b) charakteristikos apibūdina sistemą, kai kinta periodo vienalyčių sričių banginių varžų santykis Z_{B1}/Z_{B2} , kuris lygus 1; 1,25; 1,5. Vienalyčių sričių banginės varžos kitimas įvertinamas, keičiant centrinio laidininko storį.

2.20 pav. Bendraašio kabelio perdavimo koeficientas, kai $R_a = R_i = 50 \Omega$ ir:

- (a): $l_1/l_2 = 1$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$ ir: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 4$; 3 – $n = 4$; 4 – $n = 16$;
- (b): $l_1/l_2 = 1$, $n = 4$, ir: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,25$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$;
- (c): $n = 4$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$ ir: 1 – $l_1/l_2 = 1$; 2 – $l_1/l_2 = 1,5$; 3 – $l_1/l_2 = 2$;
- (d): $l_1/l_2 = 1$, $n = 4$ ir: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 0,5$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 2$

Fig. 2.20. Transfer coefficient of the coaxial cable at $R_a = R_i = 50 \Omega$ and:

- (a): $l_1/l_2 = 1$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.5$ and: 1 – $n = 1$; 2 – $n = 4$; 3 – $n = 4$; 4 – $n = 16$;
- (b): $l_1/l_2 = 1$, $n = 4$, and: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.25$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.5$;
- (c): $n = 4$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.5$ and: 1 – $l_1/l_2 = 1$; 2 – $l_1/l_2 = 1.5$; 3 – $l_1/l_2 = 2$;
- (d): $l_1/l_2 = 1$, $n = 4$ and: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 0.5$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 2$

2.20 paveiksle (c) pateiktos dažninės amplitudės charakteristikos, kai kinta vienyaliųjų sričių ilgių santykis, kuris įgyja vertes 1; 1,5; 2. 2.20 paveiksle (d) pateikiamos dažninės amplitudės charakteristikos, kai banginių varžų kitimą lemia dielektriko storio kitimas.

Iš 2.20 paveikslų (a), (b) ir (d) matyti, kad didėjant periodų skaičiui arba periodo vienyaliųjų sričių banginių varžų santykiui, kuris pasiekiamas keičiant centrinio laidininko arba dielektriko storio matmenis, dažninė amplitudės charakteristika nuo dažnio priklauso labiau. Dėl didėjančių periodinių atspindžių plečiasi užtvarinė juosta ir didėja slopinimas užtvarinėje juostoje. Naudojant sistemą su vienu periodu, užtvarinės juostos nėra, o periodų skaičiui išaugus iki 16, atsiranda 4,5 GHz pločio užtvarinė juosta (2.20 pav. a). Užtvarinė juosta plačiausia ir slopinimas joje didžiausias, kai vienyaliųjų atkarpų ilgių santykis periode artėja prie vieneto (2.20 pav. c).

2.21 pav. Įėjimo varžos modulio dažninės charakteristikos, kai:

(a): $n = 4$, $l_1/l_2 = 1$ ir: $1 - Z_{B1}/Z_{B2} = 1$; $2 - Z_{B1}/Z_{B2} = 1,25$; $3 - Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$;

(b): $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$, $l_1/l_2 = 1$ ir: $1 - n = 1$; $2 - n = 2$; $3 - n = 4$;

(c): $n = 4$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$ ir: $1 - l_1/l_2 = 1$; $2 - l_1/l_2 = 1,5$; $3 - l_1/l_2 = 2$

Fig. 2.21. Module of input impedance versus frequency at:

(a): $n = 4$, $l_1/l_2 = 1$ and: $1 - Z_{B1}/Z_{B2} = 1$; $2 - Z_{B1}/Z_{B2} = 1,25$; $3 - Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$;

(b): $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$, $l_1/l_2 = 1$ and: $1 - n = 1$; $2 - n = 2$; $3 - n = 4$;

(c): $n = 4$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$ and: $1 - l_1/l_2 = 1$; $2 - l_1/l_2 = 1,5$; $3 - l_1/l_2 = 2$

Beje, dėl periodinių netolygumų atsiranda ne vienintelė užvarinė juosta. Kai $l_1 \neq l_2$, užvarinės juostos gaunamos ir ties kartotiniais dažniais mf_c (kai periode telpa sveikasis pusbangių skaičius m).

Analogiški rezultatai gaunami ir su CST Microwave Studio® programų paketu skaičiuojant bendrašio kabelio įėjimo varžų charakteristikas (2.21 pav.). Didėjant periodų skaičiui ir didėjant nevienalytiškumo savybėms įėjimo varžų reikšmės ties užvarine juosta auga.

2.22pav. Ilgosios linijos perdavimo koeficientas, kai $R_a = R_i = 50 \Omega$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$, $l_1/l_2 = 1$, ir: 1 – $n = 4$; 2 – $n = 16$

Fig. 2.22. Transfer coefficient of the transmission line at $R_a = R_i = 50 \Omega$, $R_a = R_i = 50 \Omega$, $l_1/l_2 = 1$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.5$ and: 1 – $n = 4$; 2 – $n = 16$

Taigi, matriciniu metodu gautų nevienalytės periodinės sistemos dažninių charakteristikų priklausomybė nuo sistemos nevienalyčių periodų skaičiaus ir didėjančio sistemos periodinio nevienalytiškumo sutampa su baigtinių skirtumų laiko srities metodu CST Microwave Studio® programų paketo terpėje gautais rezultatais.

Didėjantis nevienalyčių periodų skaičius ir didėjantis periodinis nevienalytiškumas vienodai įtakoja užvarinės juostos plėtimą abiem metodais. Visgi vykdomas metodų lyginimas yra kokybinis, nes sudėtinga CST Microwave Studio® programų pakete tiksliai nustatyti vienalyčių sričių bangines varžas. Patingiau nustatyti vienalyčių sričių banginių varžų verčių santykius. Tą patvirtina ir 2.22 paveiksle pateikti perdavimo koeficiento skaičiavimo rezultatai, gauti taikant matricinį ir CST Microwave Studio® naudojamą baigtinių skirtumų laiko srities metodus.

2.5. Antrojo skyriaus išvados

Remiantis atliktais tyrimais ir jų rezultatų analize galima daryti šias išvadas:

1. Parinktos ilgosios linijos įėjimo varžos bei perdavimo koeficiento dažninių charakteristikų skaičiavimo metodikos ir sudarytos skaičiavimo programos MATLAB[®] terpėje tinka atskleisti nevienalytiškumo įtaką lėtinimo sistemų savybėms.
2. Tyrimai parodė, kad kai elektromagnetinės bangos ilgis yra dvigubai didesnis už linijos periodo ilgį, dėl periodinių netolygumų įėjimo varžos dažninėse charakteristikose atsiranda maksimumai. Kai periode telpa sveikas pusbangių skaičius įėjimo varžos charakteristikų maksimumai gaunami ir ties kartotiniais dažniais.
3. Tyrimai parodė, kad taikant matricinį metodą galima įvertinti dėl periodinių netolygumų dažninėje amplitudės charakteristikoje atsiradusią užtvarinę juostą, kurios centrinis dažnis priklauso nuo netolygumo periodo ilgio.
4. Tyrimai parodė, kad užtvarinės juostos plotis ir slopinimas joje didėja, jeigu: didėja linijos periodų skaičius; didėja periodo vienalyčių atkarpų banginių varžų santykis ir vienalyčių atkarpų ilgių santykis periode artėja prie vieneto.
5. Užtvarinės juostos pločiui padidėjus nuo 5 iki 30 %, pereinamosios charakteristikos plokščiosios srities netolygumai išaugo 3 kartus. Toks žymus skirtumas gautas tik plokščiosios srities pradžioje ir tolstant nuo fronto sumažėja iki dviejų kartų.
6. Didėjant užtvarinės juostos pločiui nuo 5 iki 30 % pereinamosios charakteristikos užaugimo frontas tapo nuožulnesnis ir jo fronto trukmė pa ilgėjo nuo 23,4 ps iki 29,6 ps, t. y. 26 %.
7. Sudarytų modelių tyrimų rezultatų adekvatumas parodytas taikant specializuotą programų paketą CST Microwave Studio[®], kuriame skaičiavimai vykdomi baigtinių skirtumų laiko srities metodu.

Lėtinimo sistemų savybių tyrimas

Ankstesniame skyriuje nagrinėtos linijos, kurių periodinių netolygumų skaičius buvo ribotas. Buvo pastebėta, kad linijos su periodiniais netolygumais užtvarinės juostos plotis praktiškai nepriklauso nuo periodų skaičiaus, jeigu periodų skaičius pakankamai didelis. Atsižvelgdami į tai ir siekdami nustatyti, nuo ko priklauso užtvarinės juostos plotis be galo ilgose linijose, linijų su periodiniais netolygumais tyrimui pasitelksime daugialaidžių linijų metodą – pasinaudosime nevienalyčių spiralinių ir meandrinių sistemų modeliais.

Skyriuje tirsime turinčias periodinių netolygumų spirales, meandrines ir hibridines lėtinimo sistemas, jų užtvarines savybes ir jas lemiančius reiškinius. Daugialaidžių linijų metodais gautus rezultatus lyginsime su specializuotais programų paketais CST Microwave Studio® bei Sonnet® gautais rezultatais.

Skyriaus tema paskelbti penki autoriaus straipsniai (Katkevičius, Štaras 2009; Štaras, Katkevičius 2010; Štaras, Katkevičius 2010; Daškevičius *et al.* 2010; Katkevičius, Štaras 2011).

3.1. Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis ir savybių analizė

Šiame poskyryje analizuojamos spiralinės konstrukcijos turinčios periodinių netolygumų lėtinimo sistemos. Tiriama, kokios įtakos spiralinėms lėtinimo sistemoms, turinčioms periodinių netolygumų, turi kintantis vienalyčių sričių skaičius vijoje, kintantis vienalyčių sričių ilgių santykis arba kintantis vienalyčių sričių banginių varžų santykis. Įrodoma, kad tokiose sistemose dėl periodinių netolygumų ir daugkartinių atspindžių nuo jų atsiranda dideli lėtinimo koeficiento svyravimai bei susidaro užtvarinė juosta. Šiame poskyryje, siekiant atskleisti reiškinius, lemiančius spiralinės lėtinimo sistemos (SLS) savybes, daugialaidžių linijų metodu sudaromas paprasčiausios sistemos modelis ir tiriama periodinių netolygumų įtaką sistemos lėtinimo koeficientui, įėjimo varžai ir užtvarinės juostos pločiui.

3.1.1. Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis

3.1 paveiksle pateiktas supaprastintas stačiakampio formos spiralinės sistemos skersinio pjūvio vaizdas bei spiralinio laidininko fragmentas. Sistema ekranuota vidiniu ir išoriniu ekranais. Išilgai spiralinio laidininko esančių vienalyčių sričių skaičius vijoje gali kisti. Tyrimuose naudojama spiralinė sistema, turinti dvi arba keturias vienalytes sritis išilgai spiralinio laidininko vijos. Spiralinio laidininko matmenys, atstumai tarp greta esančių laidininkų arba tarp laidininkų ir jų vidinių bei išorinių ekranų gali kisti.

3.1 pav. Spiralinės sistemos skersinis pjūvis (a) ir spiralės fragmentas (b):

1 – spiralės laidininkas; 2 – vidinis ekranas; 3 – išorinis ekranas

Fig. 3.1. The cross-section of a helical system (a) and the view of the helix (b):

1 – helix; 2 – internal shield; 3 – external shield

Kaip ir darbe (Štaras *et al.* 2012) turinčios periodinių netolygumų SLS analizei taikysime daugialaidžių linijų metodą. Paprasčiausias SLS modelis, turintis dvi vienalytes sritis išilgai laidininko vijos, pavaizduotas 3.2 paveiksle. Jį sudaro vieneilės vienpakopės daugialaidės linijos atkarpa ir ekranai.

3.2 pav. Spiralinės sistemos modelis: 1 – daugialaidės linijos laidininkas; 2, 3 – ekranai

Fig. 3.2. The model of the helical line: 1 – conductor of the multiconductor line; 2, 3 – shields

Daugialaidės linijos laidininkų potencialai ir srovės išreiškiami lygtimis (Štaras *et al.* 2010):

$$\underline{U}_{i,n}(x) = (\underline{A}_{i,1} \sin kx + \underline{A}_{i,2} \cos kx) e^{-jn\theta}, \quad (3.1)$$

$$\underline{I}_{i,n}(x) = jY_i(\theta) (\underline{A}_{i,1} \cos kx - \underline{A}_{i,2} \sin kx) e^{-jn\theta}, \quad (3.2)$$

čia $\underline{A}_{in}$ – amplitudiniai koeficientai; i – daugialaidės linijos laidininko segmento numeris ($i = 1$, kai $0 < x < x_1$; $i = 2$, kai $x_1 < x < x_2$); n – laidininko numeris; k – bangos skaičius, θ – gretimų daugialaidės linijos laidininkų įtampų ar srovių fazių skirtumas; $Y_i(\theta)$ – daugialaidės linijos segmento banginis laidis.

3.2 paveiksle pateikta daugialaidės linijos atkarpa modeliuoja spiralinę sistemą, jei tenkinamos kraštinės sąlygos:

$$\underline{U}_{1,n}(x_1) = \underline{U}_{2,n}(x_1), \quad (3.3)$$

$$\underline{I}_{1,n}(x_1) = \underline{I}_{2,n}(x_1), \quad (3.4)$$

$$\underline{U}_{2,n}(x_2) = \underline{U}_{1,(n+1)}(0), \quad (3.5)$$

$$\underline{I}_{2,n}(x_2) = \underline{I}_{1,(n+1)}(0). \quad (3.6)$$

Irašę į kraštinių sąlygų lygtis (3.3)–(3.6) įtampų ir srovių išraiškas (3.1), (3.2), taikant matricinių ir iteracinių skaičiavimų principus gaunama lygčių sistema:

$$\begin{cases} \underline{A}_{21}\underline{D}_{11} + \underline{A}_{22}\underline{D}_{12} = 0, \\ \underline{A}_{21}\underline{D}_{21} + \underline{A}_{22}\underline{D}_{22} = 0, \end{cases} \quad (3.7)$$

čia

$$\underline{D}_{11} = \left(\frac{Y_2(\theta)}{Y_1(\theta)} \cos kx_2 \sin kx_1 + \sin kx_2 \cos kx_1 \right) e^{j\theta} - \sin kx_1, \quad (3.8)$$

$$\underline{D}_{12} = \left(-\frac{Y_2(\theta)}{Y_1(\theta)} \sin kx_2 \sin kx_1 + \cos kx_2 \cos kx_1 \right) e^{j\theta} - \cos kx_1, \quad (3.9)$$

$$\underline{D}_{21} = \left(\cos kx_2 \cos kx_1 - \frac{Y_1(\theta)}{Y_2(\theta)} \sin kx_2 \sin kx_1 \right) e^{j\theta} - \cos kx_1, \quad (3.10)$$

$$\underline{D}_{22} = \left(-\sin kx_2 \cos kx_1 - \frac{Y_1(\theta)}{Y_2(\theta)} \cos kx_2 \sin kx_1 \right) e^{j\theta} - \sin kx_1. \quad (3.11)$$

Sprendžiant (3.7) lygčių sistemą gaunama sistemos dispersinė lygtis, kuriai galima suteikti pavidalą:

$$\begin{aligned} 2 \cos \theta + \left(\frac{Y_2(\theta)}{Y_1(\theta)} + \frac{Y_1(\theta)}{Y_2(\theta)} \right) \sin kx_1 \sin k(x_2 - x_1) - \\ - 2 \cos kx_1 \cos k(x_2 - x_1) = 0. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Pareikalavus, kad lygčių sistemos (3.7) determinantas būtų lygus nuliui, arba sprendžiant dispersinę lygtį (3.12), galima rasti bangos skaičių k , atitinkanti pasirinktą θ vertę. Tuomet galime naudoti lėtinimo koeficiento ir dažnio išraiškas:

$$k_L = c_0 / v_f = \theta / kL, \quad (3.13)$$

$$f = kc_0 / 2\pi, \quad (3.14)$$

čia v_f – bėgančiosios bangos fazinis greitis; L – spiralės vijų ir daugialaidės linijos laidininkų žingsnis, c_0 – šviesos greitis.

Skaičiavimų metu banginių laidžių $Y_i(\theta)$ ir banginių varžų $Z_i(\theta) = 1/Y_i(\theta)$ vertės randamos remiantis formule (Štaras *et al.* 2012):

$$Y_i(\theta) = Y_i(0) + [Y_i(\pi) - Y_i(0)] \sin^2(\theta/2). \quad (3.15)$$

Banginiai laidžiai $Y_i(0)$, $Y_i(\pi)$ ir juos atitinkančios banginės varžos $Z_i(0) = 1/Y_i(0)$, $Z_i(\pi) = 1/Y_i(\pi)$ gali būti nustatyti remiantis skaitiniais baigtinių skirtumų ar baigtinių elementų metodais (Štaras 2008).

Žinodami koeficientų $\underline{A}_1$ ir $\underline{A}_2$ sąryšius, galime rasti sistemos įėjimo varžos priklausomybę nuo koordinatės x :

$$\underline{Z}_i(x) = \underline{U}_{i0}(x) / \underline{I}_{i0}(x). \quad (3.16)$$

Kai išilgai spiralinio laidininko vijos yra keturios vienalytės sritys, sistemos modelis yra sudėtingesnis. Vieneilės vienpakopės daugialaidės linijos atkarpa su vidiniu ir išoriniu ekranais, kai išilgai apvijos yra keturios vienalytės sritys, pa-vaizduota 3.3 paveiksle. Šiuo atveju daugialaidės linijos modelyje matomi keturi segmentai, kurių numeriai i yra nuo vieno iki keturių ($i = 1$, kai $0 < x < x_1$; $i = 2$, kai $x_1 < x < x_2$; $i = 3$, kai $x_2 < x < x_3$; $i = 4$, kai $x_3 < x < x_4$).

3.3 pav. Spiralinės sistemos modelis, kai laidininko vijoje yra keturios vienalytės sritys: 1 – daugialaidės linijos laidininkas; 2, 3 – ekranai

Fig. 3.3. The model of the helical line with four homogenous sections: 1 – conductor of the multiconductor line; 2, 3 – shields

Didėjant vienalyčių sričių spiralės laidininko vijoje skaičiui turi būti tenkinamos papildomos kraštinės sąlygos:

$$\underline{U}_{1,n}(x_1) = \underline{U}_{2,n}(x_1), \quad (3.17)$$

$$\underline{I}_{1,n}(x_1) = \underline{I}_{2,n}(x_1), \quad (3.18)$$

$$\underline{U}_{2,n}(x_2) = \underline{U}_{3,n}(x_2), \quad (3.19)$$

$$\underline{I}_{2,n}(x_2) = \underline{I}_{3,n}(x_2), \quad (3.20)$$

$$\underline{U}_{3,n}(x_3) = \underline{U}_{4,n}(x_3), \quad (3.21)$$

$$\underline{I}_{3,n}(x_3) = \underline{I}_{4,n}(x_3), \quad (3.22)$$

$$\underline{U}_{4,n}(x_4) = \underline{U}_{1,(n+1)}(0), \quad (3.23)$$

$$\underline{I}_{4,n}(x_4) = \underline{I}_{1,(n+1)}(0). \quad (3.24)$$

Toliau atliekami tie patys veiksmai, kaip ir tiriant spiralinį laidininką, kurio vijoje yra dvi vienalytės sritys. Įrašius į kraštinių sąlygų lygtis (3.17)–(3.24) įtampų ir srovių išraiškas (3.1), (3.2), gaunama lygčių sistema, kurią išsprendus gaunama sistemos dispersinė lygtis. Didėjant vienalyčių sričių skaičiui spiralinio laidininko vijoje sistemos dispersinės lygties išraiška tampa vis sudėtingesnė.

Spiralinės sistemos charakteristikos – lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos priklausomybės nuo dažnio – dažniausiai nagrinėjamos dažnių ruože, kai fazės kampas θ tarp gretimų laidininko vijų įtampų arba srovių kinta nuo 0 iki $\pi/2$. Toks θ kitimo ruožo plotis nepakankamas informacijai apie užtvarinę juostą ir nevienalytės spiralinės struktūros užtvarines savybes gauti.

Užtvarinės savybės priklauso nuo laidininko vienalyčių sričių banginių laidžių arba varžų santykio. Šių parametrų priklausomybė nuo dažnio mažai tyrinėta. Be to, svarbu paminėti, kad esant skirtingiems fazės kampams $\theta = 0$ arba $\theta = \pi$, banginių laidumų priklausomybę nuo dažnio lemia skirtingi faktoriai. Pavyzdžiui žemuose dažniuose banginė varža priklauso nuo daugialaidės linijos skersinių matmenų. Didėjant dažniui elektromagnetiniam laukui pasireiškia paviršinis efektas ir banginės varžos priklausomybė nuo sistemos ekranų mažėja. Tuo pačiu metu banginės varžos priklausomybė nuo žingsnio tarp gretimų spiralės vijų didėja. Atsižvelgiant į tai, nagrinėjama, kaip nevienalytės SLS dažninės savybės priklauso nuo banginių varžų kitimo išilgai spiralės vijos ir dažnio.

3.4 paveiksle pateiktas daugialaidžių linijų metodu modeliuojamos spiralinės lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikų skaičiavimo algoritmas. Visų pirma įvedami daugialaidės linijos parametrai (1 blokas): linijos periodo ilgis, linijos vienalyčių atkarpų ilgiai, elektromagnetinės bangos sklidimo greičiai atkarpose ir atkarpų banginių bei apkrovos varžų vertės. Sudarius SLS lygčių sistemą ir suformavus jos $\underline{A}$ koeficientų matricą (2 blokas) parenkama pradinė kampo θ tarp gretimų vijų laidininkų įtampų arba srovių vertė θ_0 (3 blokas). Išsprendus daugialaidę liniją modeliuojamos SLS $\underline{A}$ koeficientų matricą (4 blokas) tikrinama, ar lygčių sistema turi sprendinių (5 blokas).

3.4 pav. Modeliuojamos daugialaide linija spiralinės lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikų skaičiavimo algoritmas

Fig. 3.4. The algorithm of calculation of retardation factor and input impedance characteristics of the helical slow-wave system using multiconductor lines method

Jei sprendinys yra, tikrinama, ar jis tenkina nustatytą tikslumą (7 blokas). Jei tikslumas netenkinamas, siaurinamas sprendinio paieškos intervalas (6 blokas) ir priartėjimo metodu vėl ieškoma lygčių sistemos sprendinio, kol pasiekiamas iš anksto pasirinktas tikslumas. Jei sprendinio tikslumas tenkinamas, skaičiuojama lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikos, atitinkančios tam tikrą konkretų dažnį (8 blokas). Toliau θ vertė didinama $\Delta\theta$ žingsniu (9 blokas) ir apsiskačiuojamas šią vertę atitinkantis apytikslis bangos skaičius (10 blokas). Skaičiavimai vykdomi tol, kol baigiamas θ keitimo ciklas (11 blokas). Skaičiavimai vykdomi esant 120 skirtingų θ verčių.

3.1.2. Spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemos savybių analizė

Esant skirtingiems fazės kampams $\theta = 0$ arba $\theta = \pi$, banginių laidžių priklausomybę nuo dažnio lemia skirtingi faktoriai. Atsižvelgiant į tai nagrinėta, kaip turinčios periodinių netolygumų SLS dažninės savybės priklauso nuo banginių varžų kitimo išilgai spiralės vijos ir dažnio plačiame dažnių ruože.

3.5 pav. Nevienalytės spiralinės lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, kintant lyginiam sužadanimui, kai

$$x_2 = l_1 + l_2 = 20 \text{ mm}, L = 2 \text{ mm ir:}$$

$$1 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega, Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/40 \Omega;$$

$$2 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega, Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega;$$

$$3 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/40 \Omega, Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega;$$

$$4 - l_1/l_2 = 5/15 \text{ mm}, Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega, Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega$$

Fig. 3.5. Retardation factor (a) and input impedance (b) versus frequency of the inhomogeneous helical slow-wave system then varies even excitation at

$$x_2 = l_1 + l_2 = 20 \text{ mm}, L = 2 \text{ mm and:}$$

$$1 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega, Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/40 \Omega;$$

$$2 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega, Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega;$$

$$3 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/40 \Omega, Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega;$$

$$4 - l_1/l_2 = 5/15 \text{ mm}, Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega, Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega$$

Remiamasi paprasčiausiais elektrodinaminės spiralinės lėtinimo sistemos modeliais su kintančiu vienalyčių sričių skaičiumi išilgai spiralės vijos (3.2 pav.) ir (3.3 pav.).

3.5 paveiksle pateiktos lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos priklausomybės nuo dažnio, kai spiralinės lėtinimo sistemos laidininko viją sudaro dvi vienalytės sritys ir kinta banginių varžų santykis $Z_i(0)$ bei vienalyčių sričių ilgiai laidininko vijoje, o $Z_i(\pi)$ nekinta. Šiuo atveju, kai $Z_i(\pi)$ banginė varža pastovi, lėtinimo koeficiento vertės plačiame dažnių ruože praktiškai nekinta. Dėl periodinio banginės varžos $Z_i(\theta)$ kitimo išilgai spiralės vijos lėtinimo koeficiento vertės didėja. Jei $Z_i(\pi)$ pastovus, lėtinimo koeficiento dispersiją galima sumažinti, mažinant banginės varžos $Z_i(0)$ kitimą ir trumpinant vienalytę sritį, kurios ilgis yra trumpesnis. Lėtinimo koeficiento dispersija yra maksimali, kai $l_2/l_1 = 1$. Kai banginės varžos išilgai laidininko vijos nekinta, lėtinimo koeficientas taip pat yra pastovus.

Spiralinės sistemos, turinčios periodinių netolygumų, įėjimo varža priklauso nuo fazės kampo θ . Varža yra minimali, kai $\theta = \pi$, nes talpa tarp gretimų spiralės vijų yra maksimali.

Spiralinės sistemos dažninės charakteristikos (lėtinimo koeficientas ir įėjimo varža) kinta radikaliai, kai fazės kampas θ artimas π ir išilgai spiralės vijos kinta banginė varža (3.6 pav.). Kai θ pasiekia π , elektromagnetinės bangos ilgis tampa dvigubai didesnis nei spiralės vijos ilgis ir susidaro užtvarinė juosta. Užtvarinės juostos centrinis dažnis priklauso nuo sistemos periodo vėlinimo laiko t_v ir išreiškiamas formule

$$f_c = \frac{1}{2t_v}. \quad (3.25)$$

Uztvarinės juostos plotis priklauso nuo vienalyčių sričių banginių varžų $Z_i(\pi)$ santykio ir vienalyčių sričių ilgių santykio. Norint sumažinti vėlinimo trukmės dispersiją ir užtvarinės juostos plotį, reikia sumažinti vienalyčių sričių banginių varžų verčių santykį ties $\theta = \pi$ ir sumažinti trumpesnės vienalytės srities ilgį.

Spiralinės lėtinimo sistemos, turinčios periodinių netolygumų, įėjimo varža labai priklauso nuo koordinatės x ir vienalyčių sričių ilgių santykio l_1 ir l_2 (3.6 pav. b, 4 kreivė).

3.7 paveiksle pateiktos spiralinės lėtinimo sistemos dažninės charakteristikos, kai išilgai laidininko spiralės vijos yra dvi (3.2 pav) arba keturios (3.3 pav) vienalytės sritys. Lyginant pirmąją ir antrąją kreives 3.7 paveiksluose (a) ir (b) matyti, kad mažinant netolygumų periodą, galima išvengti užtvarinės juostos ties $\theta = \pi$, pagerinti spiralinės sistemos dispersines savybes ir sumažinti įėjimo varžos kitimą.

3.6 pav. Nevienalytės spiralinės lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, kintant lyginiam sužadininimui, kai

$$x_2 = l_1 + l_2 = 20 \text{ mm}, L = 2 \text{ mm ir:}$$

$$1 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, \quad Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \, \Omega, \quad Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \, \Omega;$$

$$2 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, \quad Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \, \Omega, \quad Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \, \Omega;$$

$$3 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, \quad Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \, \Omega, \quad Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \, \Omega;$$

$$4 - l_1/l_2 = 5/15 \text{ mm}, \quad Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \, \Omega, \quad Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \, \Omega$$

Fig. 3.6. Retardation factor (a) and input impedance (b) versus frequency of the inhomogeneous helical slow-wave system then varies odd excitation at

$$x_2 = l_1 + l_2 = 20 \text{ mm}, L = 2 \text{ mm and:}$$

$$1 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, \quad Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \, \Omega, \quad Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \, \Omega;$$

$$2 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, \quad Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \, \Omega, \quad Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \, \Omega;$$

$$3 - l_1 = l_2 = 10 \text{ mm}, \quad Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \, \Omega, \quad Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \, \Omega;$$

$$4 - l_1/l_2 = 5/15 \text{ mm}, \quad Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \, \Omega, \quad Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \, \Omega$$

Jei netolygumų periodas du kartus mažesnis, užtvartinė juosta atsiranda ties du kartus aukštesniais dažniais – ties $\theta \cong 2\pi$.

Iš antrosios ir trečiosios kreivių palyginimo matyti, kad išilgai spiralės vijos turint du netolygumų periodus dispersija mažėja, kai mažinamas trumpesnės vienalytės srities ilgis (3.7 pav. a ir b).

3.7 pav. Nevienalytės spiralinės lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, kai nevienalytiškumo periodą sudaro dvi arba keturios sritys ir kai $x_4 = l_1 + l_2 + l_3 + l_4 = 20$ mm, $L = 2$ mm ir:

- 1 – $l_1 = l_3 = 10$ mm, $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/50 \Omega$;
 $l_2 = l_4 = 0$ mm, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 50/40 \Omega$, $Z_4(0)/Z_4(\pi) = 50/40 \Omega$;
- 2 – $l_1 = l_3 = 5$ mm, $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega$;
 $l_2 = l_4 = 5$ mm, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_4(0)/Z_4(\pi) = 50/40 \Omega$;
- 3 – $l_1 = l_3 = 2,5$ mm, $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega$;
 $l_2 = l_4 = 7,5$ mm, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_4(0)/Z_4(\pi) = 50/40 \Omega$;
- 4 – $l_1/l_3 = 2,5/7,5$ mm, $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/50 \Omega$;
 $l_2 = l_4 = 5$ mm, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 50/40 \Omega$, $Z_4(0)/Z_4(\pi) = 50/40 \Omega$

Fig. 3.7. Retardation factor (a) and input impedance (b) versus frequency of the inhomogeneous helical slow-wave system then inhomogeneous period consist of two or four sections at $x_4 = l_1 + l_2 + l_3 + l_4 = 20$ mm, $L = 2$ mm and:

- 1 – $l_1 = l_3 = 10$ mm, $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/50 \Omega$;
 $l_2 = l_4 = 0$ mm, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 50/40 \Omega$, $Z_4(0)/Z_4(\pi) = 50/40 \Omega$;
- 2 – $l_1 = l_3 = 5$ mm, $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega$;
 $l_2 = l_4 = 5$ mm, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_4(0)/Z_4(\pi) = 50/40 \Omega$;
- 3 – $l_1 = l_3 = 2.5$ mm, $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/40 \Omega$;
 $l_2 = l_4 = 7.5$ mm, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_4(0)/Z_4(\pi) = 50/40 \Omega$;
- 4 – $l_1/l_3 = 2.5/7.5$ mm, $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/50 \Omega$;
 $l_2 = l_4 = 5$ mm, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 50/40 \Omega$, $Z_4(0)/Z_4(\pi) = 50/40 \Omega$

Svarbu paminėti, kad kai $Z_1(\theta) \neq Z_3(\theta)$, $Z_2(\theta) \neq Z_4(\theta)$ arba $l_1 = l_3$ ir $l_2 = l_4$ (3.7 pav. a ir b, 4 kreivė), užtvarinė juosta yra ties $\theta = \pi$, nors spiralinė sistema ir turi keturias vienalytes sritis išilgai laidininko vijos. Šiuo atveju netolygumų periodas yra tokio ilgio kaip ir spiralės vija ir centrinis užtvarinės juostos dažnis nustatomas remiantis (3.25) formule.

Kaip jau buvo minėta, realiose sistemose nuostoliai neišvengiami. Išskiriami nuostoliai laidininkuose, dielektrikuose, išspinduliavimo nuostoliai. Darbe (Štaras *et al.* 2012) nustatyta, kad varžiniai nuostoliai laidininkuose didėja kvadratinės šaknies iš dažnio priklausomybe. Be to, nustatyta, kad dielektriniai nuostoliai nepriklauso nuo skerspjuvio matmenų, bet didėja tiesine priklausomybe didėjant dažniui (3.8 pav.). Spinduliavimo nuostoliai visa eile mažesni nei varžiniai ar dielektriniai nuostoliai, todėl jų nevertinsime. Nuostolius sistemoje patogų įvertinti remiantis dažninės amplitudės charakteristikos perdavimo koeficientu (3.8 pav. b).

3.8 pav. Slopavimo įtakos įvertinimas (a) ir ilgosios linijos perdavimo koeficientas (b), kai $n = 4$, $l_1 = l_2 = 10$ mm, $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $R_a = R_i = 50 \Omega$, ir vertinama:

- 1 – be nuostolių; 2 – nuostoliai laidininkuose; 3 – nuostoliai dielektrikuose;
4 – suminiai nuostoliai

Fig. 3.8. Evaluating the impact of suppression (a) and transfer coefficient of the transmission line model (b) then $n = 4$, $l_1 = l_2 = 10$ mm, $Z_{B1} = 40 \Omega$, $Z_{B2} = 60 \Omega$, $R_a = R_i = 50 \Omega$ and: 1 – without loss; 2 – loss in conductors; 3 – loss in dielectrics; 4 – total loss

3.8 paveiksle pateikti dažninių amplitudės charakteristikų rezultatai, kai ilgąją perdavimo liniją sudaro 4 nevienalytiškumo periodai, vienalyčių sričių ilgiai yra vienodi, šaltinio ir apkrovos varžos yra vienodos ir lygios 50Ω . Iš rezultatų matyti, kad realiose sistemose reikia atsižvelgti į slopinimą laidininkuose ir dielektrikuose. Slopimas laidininkuose turi didesnės įtakos žemuosiuose ir vidutiniuose dažniuose, o slopinimas dielektrikuose – aukštesniuose dažniuose (3.8 pav. b).

3.2. Meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis ir savybių analizė

Šiame poskyryje nagrinėjama meandrinės konstrukcijos turinčios periodinių netolygumų lėtinimo sistemų savybės. Dažniausiai literatūroje analizuojamos meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemų, kai sistema yra simetriška per centrinę laidininko dalį einančios statmenos plokštumos atžvilgiu, savybės. Skersinis asimetriškumas gali atsirasti dėl gamybos broko ir kitų priežasčių. Asimetrinio meandro elektrodo fragmento pavyzdys pateiktas 3.9 paveiksle. Dėl gamybinio broko kraštinių sričių storiai skiriasi arba centrinė meandro dalis gali būti pastumta link vieno iš kraštų ($l_1 \neq l_3$). Dėl asimetrinių netolygumų gali susiaurėti meandrinės sistemos pralaidumo juosta. Skersinio asimetriškumo įtaka išnagrinėta nepakankamai, todėl šiame skyriuje, taikant daugialaidžių linijų metodą, pateikiami rezultatai, atskleidžiantys skersinio asimetriškumo įtaka meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos dažninėms savybėms.

3.2.1. Meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis

Asimetriško meandrinio laidininko fragmentas pateiktas 3.9 paveiksle. Meandro elektrodą sudaro trys vienalytės sritys: platesnė centrinė dalis ir siauresnės kraštinių dalys. Tokios struktūros meandrinio lėtinimo sistemų analizei taikysime daugialaidžių linijų metodą. Sudarysime meandrinės lėtinimo sistemos (MLS), turinčios asimetrinių netolygumų, modelį ir ištirsime jos dažnines savybes.

3.9 pav. Asimetriško meandrinio laidininko fragmentas
Fig. 3.9. The fragment of the asymmetrical meander electrode

Iš daugialaidžių linijų sudarytas turinčios skersinį asimetriškumą meandrinės lėtinimo sistemos modelis pateiktas 3.10 paveiksle. Jį sudaro vieneilės vienpakopės daugialaidės linijos atkarpos ir ekranai. 3.10 paveiksle n yra laidininko

eilės numeris, L – žingsnis tarp gretimų spiralės laidininkų, l_1, l_2, l_3 – vienalyčių sričių ilgiai. Vienaime netolygumų periode yra trys vienalytės sritys. Remiantis (Štaras *et al.* 2012), daugialaidės linijos laidininkų potencialai ir srovės išreiškiami lygtimis:

$$\underline{U}_{i,n}(x) = (\underline{A}_i \sin kx + \underline{B}_i \cos kx) e^{-jn\theta} + (\underline{C}_i \sin kx + \underline{D}_i \cos kx) e^{-jn(\theta+\pi)}, \quad (3.26)$$

$$\underline{I}_{i,n}(x) = jY_i(\theta) (\underline{A}_i \cos kx - \underline{B}_i \sin kx) e^{-jn\theta} + jY_i(\theta+\pi) (\underline{C}_i \cos kx - \underline{D}_i \sin kx) e^{-jn(\theta+\pi)}, \quad (3.27)$$

čia $\underline{A}_i, \underline{B}_i, \underline{C}_i, \underline{D}_i$ – amplitudiniai koeficientai; i – daugialaidės linijos vienalytės srities numeris; n – laidininko numeris eilėje; $k = \omega / c_0$ – bangos skaičius; ω – kampinis dažnis; c_0 – šviesos greitis vakuume; x – koordinatė; θ – įtampos arba srovės fazės skirtumas tarp gretimų laidininkų; $Y(\theta)$ ir $Y(\theta + \pi)$ – daugialaidės linijos banginiai laidžiai.

3.10 pav. Nevienalytės meandrinės linijos modelis: 1 – daugialaidės linijos laidininkas; 2, 3 – ekranai

Fig. 3.10. The model of the inhomogeneous meander slow-wave systems: 1 – conductor of the multiconductor line; 2, 3 – shields

3.10 paveiksle pateikta struktūra modeliuoja meandrinę sistemą, jei tenkinamos šios kraštinės sąlygos:

$$\underline{U}_{1,n}(0) = \underline{U}_{1,(n-1)}(0), \quad \underline{I}_{1,n}(0) = -\underline{I}_{1,(n-1)}(0), \quad (3.28)$$

$$\underline{U}_{1,n}(x_1) = \underline{U}_{2,n}(x_1), \quad \underline{I}_{1,n}(x_1) = \underline{I}_{2,n}(x_1), \quad (3.29)$$

$$\underline{U}_{2,n}(x_2) = \underline{U}_{3,n}(x_2), \quad \underline{I}_{2,n}(x_2) = \underline{I}_{3,n}(x_2), \quad (3.30)$$

$$\underline{U}_{3,n}(x_3) = \underline{U}_{3,(n+1)}(x_3), \quad \underline{I}_{3,n}(x_3) = -\underline{I}_{3,(n+1)}(x_3), \quad (3.31)$$

$$\underline{U}_{1,(n+1)}(x_1) = \underline{U}_{2,(n+1)}(x_1), \quad \underline{I}_{1,(n+1)}(x_1) = \underline{I}_{2,(n+1)}(x_1), \quad (3.32)$$

$$\underline{U}_{2,(n+1)}(x_2) = \underline{U}_{3,(n+1)}(x_2), \quad \underline{I}_{2,(n+1)}(x_2) = \underline{I}_{3,(n+1)}(x_2). \quad (3.33)$$

Irašę (3.26) ir (3.27) įtampų ir srovių išraiškas į kraštinių sąlygų formules (3.28)–(3.33) gauname algebrinę lygčių sistemą. Eliminavę koeficientus $\underline{A}_{i1}$ ir $\underline{A}_{i2}$ gauname dispersinę lygtį. Sprendžiant dispersinę lygtį galima rasti bangos skaičių k , atitinkantį pasirinktą θ vertę. Tuomet lėtinimo koeficiento k_L ir dažnio f išraiškos:

$$k_L = c_0 / v_f = \theta / kL, \quad (3.34)$$

$$f = kc_0 / 2\pi, \quad (3.35)$$

čia v_f – bėgančiosios bangos fazinis greitis; c_0 – šviesos greitis; L – žingsnis tarp gretimų meandro laidininkų.

Meandrinės sistemos įėjimo varža Z_{IN} priklauso nuo koordinatės x . Kai $x = 0$, atsižvelgiant į įtampų (3.26) ir srovių (3.27) išraiškas

$$\underline{Z}_{IN}(0) = \frac{\underline{U}_0(0)}{\underline{I}_0(0)} = \frac{1}{j} \cdot \frac{A_{12} + A_{14}}{Y(\theta) \cdot A_{11} + Y(\theta + \pi) \cdot A_{13}}. \quad (3.36)$$

Skaičiavimų metu banginių laidžių $Y(\theta)$ ir $Y(\theta + \pi)$ vertės randamos remiantis formule (Štaras *et al.* 2012):

$$Y_i(\theta) = Y_i(0) + [Y_i(\pi) - Y_i(0)] \sin^2(\theta / 2). \quad (3.37)$$

Banginiai laidžiai $Y_i(\theta)$, $Y_i(\pi)$ ir juos atitinkančios banginės varžos $Z_i(0) = 1 / Y_i(0)$, $Z_i(\pi) = 1 / Y_i(\pi)$ randami remiantis skaitiniais baigtinių skirtumų ir baigtinių elementų metodais (Bhobe 2001).

3.2.2. Meandrinės konstrukcijos lėtinimo sistemos savybių analizė

3.11 paveiksle pateiktos MLS dažninės lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikos, kai sistemos nevienalytiškumo periodą sudaro trys vienalytės sritys bei meandro elektrodas yra simetriškas per centrinę dalį einančios statmenos plokštumos atžvilgiu. Kai meandro laidininko banginės varžos visose trijose

srityse yra vienodos, t. y. sistema vienalytė, dažninėse MLS charakteristikose trūkių nėra (3.11 pav. a ir b, 1 kreivė). Vienalytės meandrinės sistemos pasižymi didele lėtinimo koeficiento dispersija ir mažu įėjimo varžos kitimu.

3.11 pav. Nevienalytės meandrinės lėtinimo sistemos be skersinio asimetriškumo lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, kai

$x_3 = l_1 + l_2 + l_3 = 20$ mm, $l_1 = l_3 = 5$ mm, $l_2 = 10$ mm, $L = 2$ mm ir:

1 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/40 \Omega$;

2 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/40 \Omega$;

3 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 70/50 \Omega$

Fig. 3.11. Retardation factor (a) and input impedance (b) versus frequency of the inhomogeneous meander slow-wave system without transverse asymmetry at

$x_3 = l_1 + l_2 + l_3 = 20$ mm, $l_1 = l_3 = 5$ mm, $l_2 = 10$ mm, $L = 2$ mm and:

1 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/40 \Omega$;

2 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/40 \Omega$;

3 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 70/50 \Omega$

Siekiant pagerinti bėgančiosios bangos vabzdžių jautrumą bei padidinti signalų trakto varžą bėgančiosios bangos kreipimo sistemose praplatinama meandrinio elektrodo centrinė dalis bei siauriamos periferinės dalys. Tokios MLS dažninės charakteristikas iliustruoja 3.11 paveikslų (a) ir (b) 2-osios kreivės. Sistemos įėjimo varža radikaliai kinta ir susiformuoja užtvarinė juosta, kai fazės kampas θ tarp gretimų laidininkų įtampų ir srovių pasiekia π , o dažnis pasiekia

$$f_c(\pi) = \frac{1}{2t_v}, \quad (3.38)$$

čia $t_v \cong L_S k_L / c_0$ – vėlinimo trukmė; L_S – lėtinimo sistemos ilgis.

3.12 pav. Nevienalytės meandrinės lėtinimo sistemos su skersiniu asimetriškumu lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, kai $x_3 = l_1 + l_2 + l_3 = 20$ mm, $L = 2$ mm ir:

1 – simetriškas meandras: $l_1 = 5$ mm, $l_2 = 10$ mm, $l_3 = 5$ mm;

$Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 70/50 \Omega$;

2 – kinta kraštinių sričių banginės varžos: $l_1 = 5$ mm, $l_2 = 10$ mm, $l_3 = 5$ mm;

$Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/40 \Omega$;

3 – centrinė dalis pastumta į vieną iš kraštų, $l_1 = 5$ mm, $l_2 = 5$ mm, $l_3 = 10$ mm;

$Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 70/50 \Omega$

Fig. 3.12. Retardation factor (a) and input impedance (b) versus frequency of the inhomogeneous meander slow-wave system with transverse asymmetry at $x_3 = l_1 + l_2 + l_3 = 20$ mm, $L = 2$ mm and:

1 – without transverse asymmetry: $l_1 = 5$ mm, $l_2 = 10$ mm, $l_3 = 5$ mm;

$Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 70/50 \Omega$;

2 – varies characteristic impedances of edge areas: $l_1 = 5$ mm, $l_2 = 10$ mm, $l_3 = 5$ mm;

$Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 60/40 \Omega$;

3 – central part shifted to one of the edges: $l_1 = 5$ mm, $l_2 = 5$ mm, $l_3 = 10$ mm;

$Z_1(0)/Z_1(\pi) = 70/50 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 50/30 \Omega$, $Z_3(0)/Z_3(\pi) = 70/50 \Omega$

Didėjant banginių varžų $Z(0)$ ir $Z(\pi)$ kitimui, užtvarinės juostos plotis ties $\theta = \pi$ taip pat didėja (3.11 pav. a ir b, 3 kreivės).

3.12 paveiksle (a) ir (b) pateiktos charakteristikos iliustruoja asimetrinių netolygumų įtaką meandrinės lėtinimo sistemos savybėms. 2-osios kreivės gautos, kai skiriasi meandrinės sistemos periferinių sričių banginės varžos. 3-osios kreivės gautos, kai centrinė meandro elektrodo dalis pasislinkusi į vieną iš kraštų, t. y. periferinės sritys yra skirtingų ilgių. Lyginant 2-ųjų ir 3-ųjų kreivių charakteristikas su 1-ųjų kreivių charakteristikomis, kai sistema neturi skersinio asimetriškumo, matyti, kad skersinis asimetriškumas stipriai pakeičia meandrinės lėtinimo sistemos dažnines savybes.

Esant skersiniam asimetriškumui, įėjimo varža labai greitai kinta kai fazės kampas θ pasiekia $\pi/2$. Tuomet užtvarinė juosta atsiranda ties dvigubai žemesniais dažniais

$$f_c(\pi/2) = \frac{1}{4t_v}. \quad (3.39)$$

Remiantis (Štaras *et al.* 2010) galima teigti, kad įvyko toks didelis meandrinės sistemos dažninių savybių kitimas, nes esant skersiniam asimetriškumui netolygumų periodas išilgai meandro laidininko tapo du kartus didesnis lyginant su netolygumų periodu, kai skersinio asimetriškumo nėra.

Meandrinės lėtinimo sistemos dažninės charakteristikos, esant skersiniam asimetriškumui, yra panašios į gautas, kai skiriasi meandrinės sistemos gretimų laidininkų pločiai. Esant skirtingiems meandrinio elektrodo gretimų laidininkų pločiams netolygumų periodas išilgai meandro laidininko taip pat du kartus ilgesnis nei meandro juostelės ilgis. Tokiu atveju dažninių charakteristikų netolygumai ir užtvarinė juosta atsiranda ties $\theta = \pi/2$.

3.13 paveiksluose (a) ir (b) pateiktos dažninės lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikos, kai meandrinės lėtinimo sistemos netolygumų periodą sudaro dvi vienalytės sritys. Jos iliustruoja banginių varžų $Z_i(0)$ ir $Z_i(\pi)$ asimetrijos įtaką meandrinės lėtinimo sistemos savybėms.

Kai banginės varžos išilgai meandro elektrodo nekinta, meandrinės sistemos dažninės charakteristikos yra tolygios (3.13 pav. a ir b). Kai $Z(0)$ ir $Z(\pi)$ kinta išilgai meandro elektrodo, užtvarinė juosta atsiranda, kai fazės kampas θ artėja prie $\pi/2$ (3.13 pav. a ir b, 2–4 kreivės). Didėjant banginių varžų $Z(0)$ ir $Z(\pi)$ svyravimams, užtvarinės juostos plotis taipogi didėja (3.13 pav. a ir b, 2–4 kreivės). Pavyzdžiui, vienos iš vienalyčių sričių banginiai varžai esant nelyginiam sužaditimui sumažėjus 10Ω , pakitus bendram vienalyčių sričių banginių varžų santykiui, užtvarinė juosta išaugo tris kartus nuo 0,5 GHz iki 1,5 GHz.

Taigi, esant skersiniam asimetriškumui, įėjimo varža labai greitai kinta, kai fazės kampas θ pasiekia nebe π o $\pi/2$, ir užtvarinė juosta atsiranda ties dvigubai mažesniais dažniais.

3.13 pav. Nevienalytės meandrinės lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, kai netolygumų periodą sudaro dvi vienalytės sritys, kai $x_2 = l_1 + l_2 = 20$ mm, $l_1 = l_2 = 10$ mm, $L = 2$ mm ir:

- 1 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/40 \Omega$;
- 2 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 70/40 \Omega$;
- 3 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/30 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/40 \Omega$;
- 4 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/30 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 70/40 \Omega$

Fig. 3.13. Retardation factor (a) and input impedance (b) versus frequency of the inhomogeneous meander slow-wave system then inhomogeneous period consist of to homogeneous sections and at $x_2 = l_1 + l_2 = 20$ mm, $l_1 = l_2 = 10$ mm, $L = 2$ mm and:

- 1 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/40 \Omega$;
- 2 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/40 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 70/40 \Omega$;
- 3 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/30 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 60/40 \Omega$;
- 4 – $Z_1(0)/Z_1(\pi) = 60/30 \Omega$, $Z_2(0)/Z_2(\pi) = 70/40 \Omega$

Taip yra todėl, kad esant skersiniam asimetriškumui netolygumų periodas išilgai meandro laidininko tampa du kartus didesnis lyginant su netolygumų periodu, kai skersinio asimetriškumo nėra. Skersinis lėtinimo sistemos meandrinio laidininko asimetriškumas yra vengtinas bruožas.

3.3. Hibridinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis ir savybių analizė

Siekiant pagerinti MLS savybes, keičiamos jos meandrinio laidininko periferinės sritys. Šiame poskyryje sudaromas hibridinės lėtinimo sistemos (HLS) modelis su meandro formos centrine dalimi ir spiralės formos periferinėmis sritimis.

3.3.1. Hibridinės konstrukcijos lėtinimo sistemos modelis

Siekiant pagerinti MLS savybes, modifikuojamos periferinės meandrinio laidininko sritys. Kilpų pavidalo meandro periferinės dalys pakeičiamos spiralės formos periferinėmis sritimis. Tokiu atveju gaunama HLS su meandro formos centrine dalimi ir spiralės formos periferinėmis sritimis (3.14 pav.).

3.14 pav. Hibridinės sistemos skersinis pjūvis (a) ir vaizdas iš viršaus (b):

1 – centrinis daugialaidės linijos elektrodas; 2 – spiralės formos periferinės elektrodo sritys; 3 – dielektriniai laikikliai; 4 – elektronų spindulys

Fig. 3.14. The cross-section (a) and the top view (b) of the hybrid Helixl-Meander-Helix line: 1 – central part; 2 – formed peripheral parts; 3 – dielectric holder; 4 – electron beam

HLS analizei naudosime daugialaidžių linijų metodą. Tokios sistemos modelis pavaizduotas 3.15 paveiksle. Daugialaidės linijos atkarpa sudaryta iš vienos eilės laidininkų. Meandrinį laidininką sudaro lygiagrečiai esančių centrinių laidininkų rinkinys ir indukciniai elementai, modeliuojantys spiralės formos sujungimus tarp centrinių dalių.

Atsižvelgiant, kad laidininkai yra vakuume, naudojant kvazi-TEM bangų aproksimacijas ir teigiant, kad meandras turi turėti dvi vienalytes sritis viename periode, galime išvesti daugialaidės linijos laidininko įtampos ir srovės išraiškas.

3.15 pav. Hibridinės sistemos modelis: 1 – daugialaidės linijos centriniai laidininkai, modeliuojantys centrinę sistemos dalį; 2 – kraštinių laidininkų kilpos; 3 – ekranas
Fig. 3.15. The model of the asymmetrical hybrid system: 1 – central conductor of the multiconductor line; 2 – turn of conductor in the peripheral part; 3 – shield

$$\underline{U}_n(x) = (\underline{A}_1 \sin kx + \underline{A}_2 \cos kx) e^{-jn\theta} + (\underline{A}_3 \sin kx + \underline{A}_4 \cos kx) e^{-jn(\theta+\pi)}, \quad (3.40)$$

$$\underline{I}_n(x) = jY(\theta) (\underline{A}_1 \cos kx - \underline{A}_2 \sin kx) e^{-jn\theta} + jY(\theta + \pi) (\underline{A}_3 \cos kx - \underline{A}_4 \sin kx) e^{-jn(\theta+\pi)}, \quad (3.41)$$

čia $\underline{A}_i$ – amplitudiniai koeficientai, n – laidininko numeris; $k = \omega / c_0$ – bangos skaičius; ω – kampinis greitis; θ – fazės kampas tarp gretimų laidininkų įtampų ar srovių; $Y(\theta)$ ir $Y(\theta + \pi)$ – banginiai daugialaidės linijos laidžiai.

Bangai sklindant z kryptimi, įtampos ir srovės turi atitikti kraštines sąlygas:

$$\underline{U}_1(0) = \underline{U}_0(0), \quad (3.42)$$

$$\underline{I}_1(0) = -\underline{I}_0(0), \quad (3.43)$$

$$\underline{U}_0(a) = \underline{U}_1(a) + j\omega L_H \underline{I}_0(a), \quad (3.44)$$

$$\underline{I}_0(a) = -\underline{I}_1(a). \quad (3.45)$$

čia L_H – periferinių sričių induktyvumas.

Įrašę (3.40) ir (3.41) įtampų ir srovių išraiškas į kraštinių sąlygų formules (3.42)–(3.45) gauname algebrinių lygčių sistemą. Prilyginę $\underline{A}_i$ koeficientų matri-cos determinantą nuliui arba sprendami dispersinę lygtį gauname lėtinimo koefi-ciento k_L ir dažnio f išraiškas

$$k_L = c_0 / v_f = \theta / kL, \quad (3.46)$$

$$f = kc_0 / 2\pi, \quad (3.47)$$

čia v_f – bėgančiosios bangos fazinis greitis.

Meandrinės sistemos Z_{IN} priklauso nuo koordinatės x . Kai $x = 0$:

$$\underline{Z}_{IN}(0) = \frac{\underline{U}_0(0)}{\underline{I}_0(0)} = \frac{1}{jY(\theta)} \cdot \frac{(1 - e^{-j\theta}) \cos ka}{(1 - e^{-j\theta}) \sin ka}. \quad (3.48)$$

3.3.2. Hibridinės konstrukcijos lėtinimo sistemos savybių analizė

HLS dažninės lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikos, apskaičiuotos remiantis daugialaidžių linijų metodu, pateiktos 3.16 paveiksle.

3.16 pav. Hibridinės sistemos lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, kai $L = 2$ mm, laidininkų storis 0,2 mm, tarpai tarp laidininkų centrinėje dalyje 0,5 mm, atstumai iki ekranų 0,5 ir 10 mm, banginės varžos $Z(0) = 87,7 \Omega$, $Z(\pi) = 42,6 \Omega$, bei: 1 – $a = 10$ mm, $L_H = 0$ nH; 2 – $a = 10$ mm, $L_{ind} = 5$ nH; 3 – $a = 18$ mm, $L_H = 0$ nH

Fig. 3.16. Retardation factor (a) and input impedance (b) of the hybrid system versus frequency at $L = 2$ mm, thickness of conductors 0.2 mm, gaps between them in the central part 0.5 mm, shield distances 0.5 and 10 mm, characteristic impedances

$Z(0) = 87.7 \Omega$, $Z(\pi) = 42.6 \Omega$ and: 1 – $a = 10$ mm, $L_H = 0$ nH; 2 – $a = 10$ mm, $L_{ind} = 5$ nH; 3 – $a = 18$ mm, $L_H = 0$ nH

Iš rezultatų matyti, kad taikant HLS galima ženkliai padidinti lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos vertes. Be to lėtinimo koeficientas ir įėjimo varža mažai kinta plačiame dažnių ruože. Taip pat svarbu paminėti, kad paprastos meandrinės ar spiralinės sistemos banginė varža mažėja didėjant dažniui (Štaras *et al.* 2010). Hibridinės sistemos banginė varža didėjant dažniui lėtai didėja (3.16 pav. b, 2 kreivė). Ši savybė gali būti panaudota bėgančiosios bangos kreipimo sistemose kompensuoti dažninius amplitudės iškraipymus (Štaras *et al.* 2012).

3.4. Lėtinimo sistemų tyrimas taikant specializuotą programinę įrangą

Šiame poskyryje nevienalytės LS tiriamos, taikant specializuotą programinę įrangą. Spiralinės ir hibridinės konstrukcijos LS tiriamos taikant programų paketą CST Microwave Studio[®], kuriame skaičiavimai vykdomi skaitiniu baigtinių skirtumų laiko srities metodu. Meandrinės konstrukcijos LS tiriamos, taikant programų paketą Sonnet[®], kuriame skaičiavimai vykdomi skaitiniu momentų metodu.

3.4.1. Nevienalyčių lėtinimo sistemų tyrimo modeliai

Skaiciuojant spiralinių, meandrinų ir hibridinių LS dažnines amplitudės (DACH) ir fazės (DFCh) charakteristikas CST Microwave Studio[®] ir Sonnet[®] programų paketų terpėje, taikoma 3.17 paveiksle pateikta LS jungimo į signalų kanalą schema.

3.17 pav. Lėtinimo sistemų, turinčių periodinių netolygumų, įjungtų į signalų kanalą, principinė elektrinė schema

Fig. 3.17. The principal electric scheme of a slow-wave system with periodic inhomogeneities, plugged into signal channel

Skaiciuojant priimta, kad signalo šaltinio $\underline{E}$ vidaus varža R_i ir apkrovos varža R_a yra lygios tiriamosios spiralinės sistemos banginei varžai Z_B žemųjų dažnių srityje. Ieškant lėtinimo sistemos įėjimo varžos verčių keičiamos signalų šaltinio ir generatoriaus varžos tol, kol gaunami minimalūs atspindžiai nuo lėtinimo sistemos įėjimo.

Modeliuojant spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemą (3.18 pav.) spiralinis laidininkas talpinamas į išorinį ekraną, kuris nuo spiralės kraštų visomis kryptimis nutolęs vienodais atstumais $c_1 = c_2 = 1$ mm. Sritis tarp spiralės ir išorinio ekrano užpildoma dielektriku, kurio santykinė dielektrinė skvarba $\epsilon_r = 1$. Spiralės ilgis $L_s = 15$ mm, spiralinio laidininko matmenys $h = 8$ mm ir $b = 3$ mm, spiralės žingsnis $L = 1$ mm.

Žinoma, kad lėtinimo sistemų prievaduose dėl elektrinio lauko sklaidos susidaro dažniausiai talpinio pobūdžio reaktyvumai. Atsižvelgiant į (Štaras *et al.* 2010) spiralės galų reaktyvumo įtaką sumažinta siaurinant kraštinių vijų laidininkus.

Tyrimų metu buvo tikrinta, kaip išilgai spiralės vijos kintantis periodinis nevienalytiškumas, kintant vienalyčių sričių banginėms varžoms arba vienalyčių sričių ilgių santykiams, įtakoja spiralinės lėtinimo sistemos užtvarines savybes.

3.18 pav. Spiralinės lėtinimo sistemos modelis CST Microwave Studio® terpėje:
1 – spiralė; 2 – išorinis ekranas; 3 – įvesties prievadas

Fig. 3.18. The model of helical slow-wave system in CST Microwave Studio®:
1 – helix; 2 – external shield; 3 – input port

Spiralinės lėtinimo sistemos banginę varžą lemia spiralės vijos laidininko plotis ir storis, atstumas tarp gretimų laidininkų ir atstumas nuo spiralės iki išorinio ekrano (3.19 pav.).

Žinoma, kad vėlinimo trukmės dažninę charakteristiką galima apskaičiuoti iš fazės skirtumą tarp sistemos įėjimo ir išėjimo nurodančio S_{21} parametro:

$$t_v = \frac{S_{21}}{360 \cdot f}, \quad (3.49)$$

čia f – dažnis Hz; S_{21} – fazės skirtumo kampas laipsniais tarp sistemos įėjimo ir išėjimo signalo.

Sistemos lėtinimo koeficientas apskaičiuojamas pagal išraišką:

$$k_L = \frac{c_0 \cdot t_v}{L_s}, \quad (3.50)$$

čia c_0 – šviesos greitis vakuume; L_s – spiralės ilgis.

3.19 pav. Pradinis (a), platesnės vienos iš vienalyčių sričių (b), vienos iš vienalyčių sričių sumažinto ilgio (c) ir storesnės vienos iš vienalyčių sričių (d) lėtinimo sistemos spiralinis laidininkas CST Microwave Studio® terpėje

Fig. 3.19. Default (a), with wider homogeneous sections (b), with shorter homogeneous sections (c) and with thicker homogeneous sections (d) conductor of helical slow-wave system in CST Microwave Studio®

Sistemos įėjimo varžą galima rasti keičiant signalo šaltinio ir generatoriaus varžas ($R_i = R_a$) tol, kol gaunami mažiausi atspindžiai. Sistemos įėjimo varžą taip pat galima rasti iš S_{11} parametrų išraiškų:

$$Z_{IN} = Z_a \left(\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \right). \quad (3.51)$$

3.20 pav. Meandrinės lėtinimo sistemos trimatis modelis Sonnet® terpėje, pasižymintis skersiniu asimetriškumu: 1 – meandro formos laidininkas; 2 – h storio dielektrinis pagrindas; 3 – oro sluoksnis

Fig. 3.20. 3D model of meander slow-wave system with asymmetrical meander electrode in Sonnet®: 1 – meander shape conductor; 2 – dielectric substrate of thickness h ; 3 – layer of air

Meandrinės lėtinimo sistemos, turinčios periodinių netolygimų, tiriamos momentų metodu, taikant Sonnet® programų paketą. Nagrinėjamos meandrinės lėtinimo sistemos, pasižyminčios skersiniu asimetriškumu. Skersinis asimetriškumas atsiranda tuomet, kai sistema yra nesimetriška per centrinę laidininko dalį einančios statmenos plokštumos yOz atžvilgiu. Skersinis asimetriškumas modeliuojamas, parenkant skirtingus kraštinių sričių storius bei stumdant centrinę meandro sritį link vieno iš kraštų.

Meandrinės lėtinimo sistemos vienas iš modelių pateiktas 3.20 paveiksle. Lėtinimo sistemą sudaro 7 lygiagrečiai išdėstyti laidininkai, sujungti meandro forma. Šiuo atveju modeliuojamas lėtinimo sistemos meandrinio laidininko skersinis asimetriškumas, parenkant skirtingus kraštinių sričių, kurių ilgiai l_1 ir l_3 , laidininkų pločius w_1 ir w_3 . Meandrinis laidininkas patalpintas ant dielektrinio pagrindo, kurio storis h ir santykinė dielektrinė svarba $\epsilon_r = 7,3$. Viršutinį sluoksnį sudaro oras ($\epsilon_r = 1$). Tyrimų metu naudotas idealus laidininkas be nuostolių.

Siekiant patikrinti hibridinės lėtinimo sistemos skaičiavimo rezultatus, gautus daugialaidžių linijų metodu, naudota CST Microwave Studio® programų paketas. Hibridinės lėtinimo sistemos modelis pateiktas 3.21 paveiksle (Daškevičius *et al.* 2010).

3.21 pav. Hibridinės sistemos modelis, su spiralės formos kraštinėmis sritimis (Daškevičius *et al.* 2010): 1 – meandro laidininkas; 2 – spiralės formos kraštinės sritys

Fig. 3.21. The model of the system with coils connecting conductors to form the hybrid HMM system (Daškevičius *et al.* 2010): 1 – meander electrode; 2 – turn of connecting conductors

Meandrinį laidininką sudaro lygiagrečių centrinių laidininkų rinkinys ir indukciniai elementai, modeliuojantys spiralės formos sujungimus tarp centrinių dalių.

3.4.2. Nevienalyčių lėtinimo sistemų tyrimo rezultatai

Spiralinių lėtinimo sistemų periodiniai netolygumai tirti dviem atvejais: kintant vienalyčių sričių banginių varžų santykiui ir kintant vienalyčių sričių ilgių santykiui. 3.22 paveiksle pateiktos SLS (3.18 pav.) dažninės amplitudės ir lėtinimo koeficiento charakteristikos, kai kinta sistemos vienalyčių sričių banginių varžų santykis. Vienalyčių sričių banginių varžų santykiai buvo parinkti $Z_{B1} / Z_{B2} = 1,2; 1,5; 2$. Skirtingos vienalyčių sričių banginės varžos parinktos, keičiant laidininkų storius ir pločius (3.19 pav. b ir d).

Iš rezultatų matyti, kad didėjant SLS vienalyčių sričių banginių varžų santykiui atsiranda užtvarinė juosta (3.22 pav. a). Platėjant sistemos užtvarinei juostai, siaurėja praleidžiamųjų dažnių juosta. Kai vienalyčių sričių banginių varžų santykis neviršija 1,2 karto, pralaidumo juostos riba yra ties $f_{r1} \approx 7$ GHz. Vienalyčių sričių banginių varžų santykiui padidėjus iki 2 kartų pralaidumo juosta susiaurėja iki $f_{r3} \approx 6$ GHz, t. y. beveik 15 %.

Didėjantis spiralinės lėtinimo sistemos periodinis nevienalytiškumas įtakoja lėtinimo koeficiento dispersijos didėjimą (3.22 pav. b). Iki 1 GHz dažnio lėtinimo koeficiento charakteristikas labai įtakoja išorinis ekranas, dėl kurio lėtinimo koeficientas yra didesnis. Taip pat iš dažninės amplitudės ir lėtinimo koeficiento charakteristikų matyti, kad aukštesniųjų dažnių ruože virš 1 GHz signalų kanale su spiraline lėtinimo sistema (3.18 pav.) pasireiškia atspindžiai, sukelti rezonansinius reiškinius. Atspindžių priežastis yra aukštuose dažniuose sumažėjusi spiralinės lėtinimo sistemos banginė varža.

3.22 pav. Spiralinės lėtinimo sistemos dažninės amplitudės (a) ir lėtinimo koeficiento (b) charakteristikos, kai $R_a = R_i = 130 \, \Omega$, $n = 7$ ir: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,2$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 2$

Fig. 3.22. Amplitude-frequency responses (a) and retardation factor (b) characteristics of the helical slow-wave systems at $R_a = R_i = 130 \, \Omega$, $n = 7$ and: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.2$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.5$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 2$

Tolesni SLS tyrimai parodė, kad dažniai, ties kuriais atsiranda užtvarinė juosta, priklauso ir nuo spiralinių vijų vienalyčių dalių ilgio. Praplėsti pralaidumo juostą galima trumpinant trumpesnę vienalytę sritį (3.19 pav. c).

MLS skersinio asimetriškumo tyrimai atlikti, keičiant kraštinių sričių banginių varžų santykį arba stumdant centrinę meandrinio laidininko dalį link vieno iš kraštų (3.20 pav.). 3.23 paveiksle pateikti rezultatai meandrinės lėtinimo sistemos, pasižyminčios skersiniu asimetriškumu. Kraštinių sričių banginės varžos derinamos, keičiant kraštinių sričių meandrinio laidininko pločius.

Kai kraštinių sričių banginių varžų santykis neviršija 1,5 karto, užtvarinė juosta prasideda ties 2,6 GHz dažniu (3.23 pav. a, 1 kreivė). Didėjant meandro kraštinių sričių banginių varžų santykiui pralaidumo juosta siaurėja. Kai banginių varžų santykis pasiekia 2,5 karto užtvarinė juosta prasideda ties 1,2 GHz (3.23 pav. a, 3 kreivė). MLS įėjimo varža labai kinta ir susiformuoja užtvarinė juosta, kai fazės kampas θ tarp gretimų laidininkų įtampų ir srovių pasiekia π , o

dažnis pasiekia $f_c(\pi) = 1/2 t_v$ (3.23 pav. c). Taip pat ties užtvarine juosta padidėja lėtinimo koeficiento kitimas (3.23 pav. b).

3.23 pav. Meandrinės lėtinimo sistemos dažninės amplitudės (a), lėtinimo koeficiento (b) ir įėjimo varžos (c) charakteristikos, kai $R_a = R_i = 55 \Omega$, $n = 7$ ir: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 2$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 2,5$

Fig. 3.23. Amplitude-frequency responses (a), retardation factor (b) and input impedance (c) characteristics of the meander slow-wave system at $R_a = R_i = 55 \Omega$, $n = 7$ and: 1 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$; 2 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 2$; 3 – $Z_{B1}/Z_{B2} = 2,5$

Didinant meandrinės lėtinimo sistemos nevienalyčių periodų skaičių užtvarinės sistemos savybės ryškėja. Padidinus nevienalyčių periodų skaičių nuo 3

(3.24 pav. a, 1 kreivė) iki 6 (3.24 pav. a, 2 kreivė) pralaidumo juosta susiaurėjo nuo 2,6 GHz iki 2,3 GHz.

Meandrinės lėtinimo sistemos modelis buvo tikrintas eksperimentiškai. Tyrimų schema pateikta A priede. Tyrimo rezultatai pateikti B priede. Sistema buvo tirta dažnių ruože iki 1,2 GHz. Gautos dažninės amplitudės charakteristikos šiame dažnių ruože kokybiškai atkartojo modeliavimo metu gautus rezultatus.

3.24 pav. Meandrinės lėtinimo sistemos perdavimo (a) ir lėtinimo (b) koeficientų charakteristikos, kai $R_a = R_i = 55 \Omega$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1,5$ ir: 1 – $n = 3$; 2 – $n = 6$

Fig. 3.24. Transfer coefficient (a) and retardation factor (b) of the meander slow-wave systems at $R_a = R_i = 55 \Omega$, $Z_{B1}/Z_{B2} = 1.5$ and: 1 – $n = 3$; 2 – $n = 6$

Daugialaidžių linijų metodu trečiame poskyryje buvo nustatyta, kad taikant hibridinę sistemą (3.21 pav.) galima padidinti sistemos banginę varžą, lyginant su meandrinės sistemos varža. Daugialaidžių linijų metodu kraštinės MLS sritys buvo nagrinėjamos tarsi induktyviniai elementai – ritės. Nebuvo atsižvelgta į sujungimus tarp kraštinių meandro sričių ir centrinės sritys.

HLS rezultatai lyginami su MLS rezultatais (3.25 pav.). Pagrindiniai MLS parametrai: meandrinio laidininko plotis $2a = 15$ mm, žingsnis tarp gretimų laidininkų $L = 2$ mm, laidininko storis $t = 0,2$ mm, atstumas nuo meandrinio laidininko iki ekrano $w_2 = 0,5$ mm, sistemos ilgis $L_s = 29,5$ mm. Hibridinės ir meandrinės lėtinimo sistemų centrinės sritys laidininkų matmenys sutampa, išskyrus

sumažintą iki 7 mm centrinio laidininko ilgį HLS, siekiant gauti norimą sistemos lėtinimo koeficientą. HLS kraštinės meandrinio laidininko sritys pakeistos erdvinėmis ritėmis, kurių skersmuo 2,5 mm.

3.25 pav. Meandrinės ir hibridinės lėtinimo sistemų dažninė amplitudės (a) ir lėtinimo koeficiento (b) charakteristikos (Daškevičius *et al.* 2010): 1 – meandrinė sistema; 2 – hibridinė sistema (kraštinėse srityse viena kilpa); 3 – hibridinė sistema (kraštinėse srityse dviguba kilpa)

Fig. 3.25. Retardation factor of meander and hybrid slow-wave systems (a) and transfer characteristics of the signal paths (b) (Daškevičius *et al.* 2010): 1 – meander system; 2 – hybrid meander system (one turn in peripheral parts); 3 – hybrid meander system (dual turn in peripheral parts)

3.25 paveiksle 1 kreivės apibūdina meandrinės lėtinimo sistemos dispersines savybes. Sistemos lėtinimo koeficientas yra mažesnis nei konstrukcinis lėtinimo koeficientas $k_L = 2a/L = 7,5$. 3.25 paveiksle 2 kreivės apibūdina hibridinės lėtinimo sistemos, kurios kraštinės sritis sudaro vienos kilpos induktyvūs elementai. Naudojant tokią sistemą galima ženkliai padidinti sistemos įėjimo varžą ir užtikrinti plačią pralaidumo juostą. Hibridinės lėtinimo sistemos apskaičiuota įėjimo varža yra lygi $Z_{IN} = 110 \Omega$, kai aptartos meandrinės sistemos buvo 65Ω . Dar ženkliau padidinti įėjimo varžą galima kraštinėse meandrinio laidininko srityse naudojant dvigubas kilpas (3.25 pav. 3 kreivės). Tokios hibridinės lėtinimo sistemos įėjimo varža $Z_{IN} = 185 \Omega$. Taikant dvigubas kilpas kraštinėse meandri-

nio laidininko dalyse taip pat didėja ir lėtinimo koeficiento vertės. Deja kartu didėja lėtinimo koeficiento dispersija ir mažėja hibridinės lėtinimo sistemos pralaidumo juostos ribos.

3.5. Trečiojo skyriaus išvados

Remiantis atliktais tyrimais ir jų rezultatų analize galima padaryti šias išvadas:

1. Sudaryti spiralinės, meandrinės ir hibridinės lėtinimo sistemų matematiniai modeliai bei tyrimo algoritmai leidžia įvertinti lėtinimo sistemų periodinius netolygus lemiančius veiksnius ir jų įtaką lėtinimo sistemų savybėms.
2. Tyrimais parodyta, kad dėl periodinių netolygumų ir nuo jų atsiradusių daugkartinių atspindžių, kai fazių skirtumo kampas tarp gretimų lėtinimo sistemos laidininkų įtampų arba srovių artėja prie $\pi/2$ arba π , lėtinimo sistemos įgauna užtvarinių filtrų savybių.
3. Tyrimais parodyta, kad turinčių periodinių netolygumų lėtinimo sistemų dispersinės savybės gali būti pagerintos, mažinant laidininkų vienalyčių sričių banginių varžų kitimą, mažinant trumpesnės vienalytės srities ilgį išilgai laidininko vijos bei trumpinant netolygumų periodą, t. y. didinant netolygumų periodų skaičių išilgai laidininko vijos.
4. Tyrimais parodyta, kad didinant elektroninio įtaiso, turinčio kreipimo-lėtinimo sistemą, jautrumą ir naudojant meandro formos elektrodus su plačiu centriniu laidininku bei siaurais laidininkais kraštuose, svarbu išvengti meandrinio laidininko skersinio asimetriškumo, kuris siaurina įtaiso pralaidumo juostą.
5. Naudojant hibridinę lėtinimo sistemą, t. y. kraštines meandrinio laidininko sritis keičiant spiralės formos vijomis, pavyksta padidinti sistemos įėjimo varžą ir lėtinimo koeficientą.
6. Sudarytų lėtinimo sistemų matematinių modulių ir jų tyrimo algoritmų adekvatumas patikrintas skaitiniais metodais, naudojant specializuotą programinę įrangą.

Lėtinimo sistemų tyrimas taikant dirbtinių neuronų tinklus

Šiame skyriuje nagrinėjamos dirbtinių neuronų tinklų taikymo mikrobangų įtaisų tyrimuose galimybės. Pateikiama apibendrinta informacija, kokie uždaviniai gali būti sprendžiami taikant neuronų tinklus, kokios problemos kyla pritaikant dirbtinių neuronų tinklus mikrobangų srities uždaviniams spręsti ir kokie kylančių problemų sprendimo būdai. Sudaromi algoritmai, leidžiantys pereiti nuo iteracinių analitinių ir skaitinių metodų prie neuronų tinklų metodų. Pateikiami algoritmai lėtinimo sistemų analizės ir sintezės uždaviniams spręsti.

Skyriaus tema paskelbti trys autoriaus straipsniai (Katkevičius *et al.* 2012; Katkevičius, Martavičius 2012; Katkevičius 2012).

4.1. Prognozės algoritmai taikant dirbtinių neuronų tinklus

Vystantis mikrobangų įtaisams, plečiantis lėtinimo sistemų taikymo sritims, atsiranda poreikis kurti sudėtingesnės konstrukcijos lėtinimo sistemas. Kartu sudėtingėja ir lėtinimo sistemų projektavimo procesas, todėl vis aktualesniu uždavi-

niu tampa sudėtingesnių modeliavimo ir kompiuterinio projektavimo technologijų kūrimas.

4.1.1. Dirbtinių neuronų tinklų taikymo galimybių analizė

Analizuojant mikrobangų įtaisus reikalingas tikslus elektromagnetinis imitatorius, galintis tiesiogiai išspręsti įtaisų apibūdinančias Maksvelo lygtis. Ieškant naujų mikrobangų įtaisų kompiuterinio projektavimo algoritmų, svarbiausiais kriterijais įvardijama: tikslumas, kompiuteriniai resursai, laiko sąnaudos.

Šiuo metu mikrobangų įtaisai, tarp jų ir lėtinimo sistemos, analizuojami remiantis įvairiais metodais (Kabir *et al.* 2010). Plačiaja prasme jie skirstomi į analitinius ir skaitinius (Štaras *et al.* 2012). Taikant analitinius metodus susiduriama su problemomis sudarant sudėtingų lėtinimo sistemų matematinius modelius bei vertinant sistemos galų efektus. Skaitiniai metodai yra lankstesni ir tikslūs, bet reikalauja didelių kompiuterinių resursų ir laiko sąnaudų. Ypač tai aktualu pakartotinai vykdant modelio analizę, parenkant vis kitus sistemos parametrus. Be to, taikant tradicinius metodus sunku spręsti atvirkščiąją analizę sintezės uždavinį. Šios problemos lėtina analizės procesą ir apriboja visą modeliavimo technologiją.

Aukščiau išvardinti trūkumai išryškėja, taikant automatizuotus lėtinimo sistemų tyrimo metodus – kompiuterizuotas sistemas, kurias valdo specializuoti programų paketai (Štaras *et al.* 2010). 4.1 paveiksle pateikta apibendrintoji lėtinimo sistemų automatizuoto projektavimo schema. Kaip teigia monografijos autoriai, mikrobangų įrenginys projektuojamas daugeliu etapų. Dirbtinius neuronų tinklus verta taikyti konstrukcijos pradinio varianto sintezei, pradinio varianto analizei, pradinio varianto koregavimui, jei reikia, ir naujo varianto analizei. Nagrinėjant automatizuoto lėtinimo sistemų projektavimo sistemas, išryškėjo dar vienas sprendinys klausimas – galimybė išsaugoti tyrėjo patirtį.

Pirmuoju automatizuoto projektavimo etapu (4.1 pav. 1–4 blokai) projektuotojas, panaudodamas savo patirtį ir sintezės metodus, sintezuoja pradinį lėtinimo sistemos variantą. Antruoju projektavimo etapu (4.1 pav. 5 ir 7 blokai) analizuojamas pradinis lėtinimo sistemos konstrukcijos variantas. Analizės metu apskaičiuotos charakteristikos palyginamos su techniniais reikalavimais. Jeigu palyginimo rezultatai yra netinkami, modelio parametrai keičiami ir vėl kartojama analizės procedūra. Taip prasideda lėtinimo sistemos optimizavimo procesas (4.1 pav. 10 ir 11 blokai). Optimizavimo procesui palengvinti, prieš įvedant pakeitimus, gali būti analizuojamas lėtinimo sistemos parametrų jautrumas pakeitimams. Projektuojamos lėtinimo sistemos charakteristikų analizės, jų palyginimo su techniniais reikalavimais ir modelio parametrų pakeitimų operacijos kartojamos tol, kol bus pasiekti visi techniniai reikalavimai. Po to gaminamas

projektuojamos lėtinimo sistemos bandomasis maketas ir matuojamos jo charakteristikos (4.1 pav. 8 blokas).

4.1 pav. Apibendrintoji lėtinimo sistemų automatizuoto projektavimo proceso schema (Štaras *et al.* 2012)

Fig. 4.1. The block diagram illustrating the process of computer-aided design of electrodynamical slow-wave systems (Štaras *et al.* 2012)

Ištyrus bandomąją sistemos maketą rengiama konstrukcijos technologinė dokumentacija (4.1 pav. 9 blokas) ir gaminama suprojektuota lėtinimo sistema.

Lėtinimo sistemos projektavimo procese yra svarbu tinkamai parinkti projektuojamos lėtinimo sistemos matematinį modelį, sintezės ir optimizavimo metodus. Tada galima iki minimumo sumažinti eksperimentinius tyrimus ir projektavimo išlaidas.

Sintezės, analizės ir optimizavimo algoritmai automatizuoto projektavimo sistemose įgyvendinami panašiais metodais. Visiems trimis etapams taikomi iteraciniai skaičiavimai, reikalaujantys didelių laiko resursų. Pavyzdžiui dažniausiai sintezės algoritmas įgyvendinamas keičiant tik vieną konstrukcijos parametą, labiausiai įtakojantį vieną iš elektrinių parametrų tol, kol gaunama reikiama šio elektrinio parametro vertė žemuosiuose dažniuose. Šio proceso metu kitų parametrų vertės fiksuotos. Toliau keičiamas kitas konstrukcinis parametras, labiausiai įtakojantis kitą elektrinį parametą ir t. t.

Šių problemų galima išvengti taikant dirbtinių neuronų tinklus (DNT). Teisingai apmokius neuronų tinklą, vėliau sintezės, analizės ir optimizavimo metu galima iš karto prognozuoti visų lėtinimo sistemos konstrukcijos parametrų rinkinius, atsisakant didelių kompiuterinių resursų ir laiko reikalaujančių analitinių ir skaitinių iteracinių priartėjimo skaičiavimo metodų. Taip pat kiekvieną kartą atliekant skaičiavimus ir papildant mokymo duomenų pavyzdžių rinkinius gali būti išsaugoma atskirų tyrėjų patirtis.

Neuronų tinklus sudaro atskirų neuronų visuma. 4.2 paveiksle pavaizduotas bendras neurono modelis, kuriame galima išskirti tris pagrindinius elementus: ryšių svorių vektorius, sumatorių ir aktyvavimo funkciją (Kabir *et al.* 2010). Sumatorius sumuoja įėjimo signalus, padaugintus iš atitinkamų ryšių svorių, įvertinant slenksčio signalo įtaką. Aktyvavimo funkcija apriboja neurono išėjimo signalo amplitudę.

4.2 pav. Neurono modelis
Fig. 4.2. The model of the neuron

Neurono modelio slenkstis b_k priklausomai nuo ženklų didina arba mažina aktyvavimo funkcijos įėjimo signalų lygį. Neuronų tinklo veikimą nusako lygčių pora (Kabir *et al.* 2010):

$$u_k = \sum_{j=1}^m w_{kj} x_j, \quad (4.1)$$

$$y_k = \varphi(u_k + b_k), \quad (4.2)$$

čia $x_1, x_2, \dots, x_m$ – įėjimo signalai; $w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{km}$ – neurono ryšių svoriai; b_k – slenkstis; $\varphi(\bullet)$ – aktyvavimo funkcija; y_k – neurono išėjimo signalas; k – neurono numeris sluoksnyje.

Aktyvavimo funkcija gali būti įvairių tipų. Pagrindiniai iš jų yra slenksčio, rampos, sigmoidinė, hiperbolinio tangento. Dirbtinių neuronų tinklai skirstomi į vieno sluoksnio ir daugiasluoksnius. Vieno sluoksnio tinklas turi įėjimo ir išėjimo sluoksnius. Daugiasluoksnis neuronų tinklas papildomai turi tam tikrą nuo sprendžiamo uždavinio ir tinklo struktūros priklausančią paslėptųjų sluoksnių skaičių.

Neuronų tinklais prognozuojami daugiamaciai netiesiniai ryšiai tarp įvesties ir išvesties parametrų, naudojant paprastas formules, aprašytas (4.1), (4.2) išraiškomis. Kuo didesnis neuronų skaičius įėjimo sluoksnyje, tuo lengviau neuronų tinklas susidoroja su daugiamaciais įvesties duomenimis. Didinant neuronų skaičių paslėptajame sluoksnyje efektyviau susidorojama su netiesiškumais tarp įėjimo signalų x ir išėjimo signalų y vektorių duomenų, nei taikant aproksimavimą polinomu ar kitus aproksimavimo metodus.

4.1.2. Analizės ir projektavimo algoritmai taikant dirbtinių neuronų tinklus

Dirbtinių neuronų tinklai gali būti taikomi daugeliui skirtingų mikrobangų įtaisų modeliavimo uždaviniams spręsti. Mikrobangų įtaisų modeliavimo procesas gali būti suskirstytas į tris etapus: pirminių sistemos parametrų nustatymas; tiesinių dispersinių lygčių sistemos sprendimas; elektrodinaminių mikrobangų įtaisų parametrų įvertinimas.

Šiame skyriuje pateikiame lėtinimo sistemų analizės algoritmą, taikant dirbtinių neuronų tinklus, kuris leidžia išvengti didelių laiko sąnaudų reikalaujančių iteracinių skaičiavimų, ieškant sistemos dispersinės lygties sprendinių. Dirbtinių neuronų tinklų vieta bendrame mikrobangų įtaisų modeliavimo procese matyti iš 1 algoritmo. Tyrimuose taikome spindulio tipo bazinių funkcijų tinklą (SBF) ir daugiasluoksnį perceptronų tinklą (DPT).

1 algoritmas. Mikrobangų įtaisų modeliavimo algoritmas**Algorithm 1.** Modeling algorithm of microwave devices

-
- A. Įtaiso modelio pasirinkimas
 - Įtaiso modelį apibūdinančių įvesties/išvesties parametrų parinkimas.
 - Pavyzdžių rinkimas, naudojant iteracinius arba skaitinius metodus.
 - B. Neuronų tinklo mokymas.
 - Interpoliavimas.
 - Įėjimų susiejimas su išėjimais.
 - Dirbtinių neuronų tinklo mokymas.
 - Dirbtinių neuronų tinklo apmokymo patikra.
 - C. Modeliavimas, taikant daugiasluoksnį perceptronų tinklą.
 - D. Rezultatų koregavimas.
-

Lėtinimo sistemų tyrimams naudojamo daugiasluoksnio perceptronų tinklo taikymo procedūrą sudaro keturi žingsniai (2 algoritmas). Pirmame žingsnyje taikant įprastus analitinius iteracinius skaičiavimo metodus surenkamos mokymo duomenų pavyzdžių sekos. Pavyzdžių sekas sudaro lėtinimo sistemos dažniųjų lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos charakteristikų priklausomybės nuo dažnio duomenų rinkiniai.

Siekiant teisingai apmokyti daugiasluoksnį perceptronų tinklą, būtinas minimalus mokymo duomenų pavyzdžių rinkinys, kuriame duomenys surinkti reikiamą tikslumą užtikrinančiu žingsniu. Antrame etape siekiant padidinti mokymo duomenų pavyzdžių rinkinius, mažinant žingsnį tarp greta esančių mokymo duomenų taškų, tarpiniai taškai generuojami, taikant SBF ir atliekant interpoliavimo procedūrą.

2 algoritmas. Mikrobangų įtaisų analizės algoritmas**Algorithm 2.** Sequence of analysis actions of slow-wave systems

-
- A. Mokymo duomenų pavyzdžių rinkimas SBF tinklo mokymui.
 - Lėtinimo koeficiento k_L ir įėjimo varžos Z_{IN} priklausomybės nuo dažnio duomenų rinkimas.
 - B. Tarpinių duomenų interpoliavimas taikant SBF.
 - C. Daugiasluoksnio perceptronų tinklo mokymas.
 - Nuo dažnio priklausančių lėtinimo koeficiento, įėjimo varžos ir ribinių dažnių, nurodančių pralaidumo juostų ribas, parametrų ryšių įsiminimas su vienalyčių sričių ilgių ir banginių varžų parametrais.
 - D. Modeliavimas, taikant DPT.
 - Lėtinimo koeficiento, įėjimo varžos ir ribinių dažnių, nurodančių pralaidumo juostų ribas, prognozė, žinant vienalyčių sričių ilgių ir banginių varžų parametrus.
-

4.3 pav. Spindulio tipo bazinių funkcijų tinklo struktūra, naudojama papildomų mokymo duomenų taškų interpoliavimui

Fig. 4.3. Structure diagram of the radial basis function network, used for interpolation of the additional intermediate points

SBF struktūra pateikta 4.3 paveiksle. SBF tinklas turi įėjimo, išėjimo ir paslėptąjį sluoksnius. Paslėptasis sluoksnis yra spindulio tipo bazinių funkcijų sluoksnis. Gauso funkcijų parametrai yra atnaujinami SBF mokymo metu minimizuojant Euklido atstumą tarp esančio ir laukiamo rezultato. SBF mokymo metu taip pat pridedami nauji neuronai į paslėptąjį sluoksnį, kol pasiekama nustatyta vidutinė kvadratinė paklaida tarp laukiamo ir esamo rezultatų.

4.4 pav. Daugiasluoksnio perceptronų tinklo struktūra, naudojama mikrobangų įtaisų modeliavimui

Fig. 4.4. Structure diagram of the multilayer perceptron network, used for microwave device simulation

Trečiame etape pasirenkama DPT struktūra. DPT struktūra priklauso nuo vykdomos užduoties ir taipogi nuo DPT mokymui gautų mokymo duomenų rinkinių. Ketvirtame etape DPT mokomas ir priklausomai nuo mokymo rezultatų DPT struktūra gali būti koreguojama, keičiant neuronų skaičių paslėptajame sluoksnyje. Bendra DPT struktūra pateikta 4.4 paveiksle.

DPT sudaro įėjimo, išėjimo ir paslėptasis sluoksniai. Įėjimo sluoksnis lygus įėjimo kintamųjų skaičiui. Išėjimo sluoksnis lygus sistemos atsako kintamųjų skaičiui. Paslėptojo sluoksnio neuronai apdoroja iš įėjimo sluoksnio gautus požymius, nustatant ryšių svorius ir naudojant specifines perdavimo funkcijas. Išėjimo sluoksnyje paslėptojo sluoksnio išėjimai apdorojami taikant tiesinio aktyvavimo funkcijas.

2 algoritmas yra skirtas spręsti lėtinimo sistemų analizės uždavinį, kai žinant sistemos geometrinių ir fizinių parametrų rinkinius, ieškoma elektrinių parametrų rinkinių. Sprendžiant sintezės uždavinį duomenų susiejimas vykdomas priešinga kryptimi – ieškoma fizinių ir geometrinių parametrų rinkinių, žinant elektrinių parametrų rinkinį. Sprendžiant sintezės uždavinį, veiksmų seka yra panaši į analizės uždavinio veiksmų seką (2 algoritmas).

Sprendžiant LS sintezės uždavinį visų pirma surenkami mokymo duomenų pavyzdžių rinkiniai, taikant analitinius iteracinius metodus (3 algoritmas). Randami sistemos elektriniai parametrai, pasirinkus tam tikrą geometrinių ir fizikinių parametrų rinkinį. Sprendžiant sintezės uždavinį neuronų tinklo mokymo proceso metu dažnai susiduriama su problema, kai nepavyksta rasti vieno unikalios sprendimo, nes tos pačios įėjimo vertės susiejamos su daug skirtingų sprendinių išėjime.

3 algoritmas. Lėtinimo sistemų sintezės algoritmas

Algorithm 3. Sequence of synthesis actions of slow-wave systems

- A. Mokymo duomenų pavyzdžių rinkimas.
 - Lėtinimo sistemos vienalyčių sričių ilgių ir banginių varžų parametrų priklausomybės nuo sistemos lėtinimo koeficiento, įėjimo varžos ir užtvarinės juostos pločio parametrų rinkimas.
 - B. Duomenų grupavimas į unikalias grupes.
 - C. Daugiasluoksnio perceptronų tinklo mokymas.
 - Lėtinimo sistemos vienalyčių sričių ilgių ir banginių varžų pavyzdžių rinkinių ryšių išimimas su lėtinimo koeficiento, įėjimo varžos ir užtvarinės juostos pločio parametrų rinkiniais.
 - D. Modeliavimas, taikant DPT.
 - Lėtinimo sistemos vienalyčių sričių ilgių ir banginių varžų rinkinių prognozė, žinant lėtinimo koeficiento, įėjimo varžos ir užtvarinės juostos pločio parametrų rinkinius.
-

Dėl šios priežasties neuronų tinklo mokymo procesas sudėtingėja, nes neuronų tinklas negali būti tiksliai apmokytas. Antrame žingsnyje mokymo duomenų pavyzdžių rinkiniai sugrupuojami remiantis vedinio informacija taip, kad suformuotos atskiros duomenų grupės nebeturėtų bendrų sprendinių problemos. Tuomet daugiasluoksnis perceptronų tinklas apmokomas ir vėliau naudojamas lėtinimo sistemų parametrų susiejimui.

Aptarus bendrą perėjimo nuo analitinių ir skaitinių iteracinių metodų prie dirbtinių neuronų tinklais paremtų metodų algoritmą, išanalizavus bendrus dirbtinių neuronų tinklais paremtus automatizuoto lėtinimo sistemų projektavimo algoritmus, sekančiame poskyryje aptariami konkretūs lėtinimo sistemų analizės ir sintezės pavyzdžiai, taikant dirbtinių neuronų tinklus. Rezultatai, gauti taikant dirbtinių neuronų tinklus palyginami su rezultatais, gautais, taikant tradicinius analitinius iteracinius metodus.

4.2. Prognozės rezultatai taikant dirbtinių neuronų tinklus

Šiame poskyryje prognozuojamos meandrinės ir spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemų charakteristikos, taikant dirbtinių neuronų tinklų metodus. Pateikti analizės ir sintezės uždavinių rezultatai. Dirbtinių neuronų tinklais prognozuoti rezultatai lyginami su daugialaidžių linijų iteraciniu metodu gautais rezultatais. Daugialaidžių linijų metodu gauti rezultatai laikomi etalonu.

4.2.1. Analizės rezultatai taikant dirbtinių neuronų tinklus

3.9 paveiksle pateikta skersiniu asimetriškumu pasižyminti meandrinė lėtinimo sistema. Skersinis asimetriškumas gali atsirasti dėl gamybos broko ir kitų priežasčių. Dėl gamybinio broko kraštinių sričių storiai skiriasi arba centrinė meandro dalis yra pastumta link vieno iš kraštų. Tokios sistemos tyrimas yra aktualus – dėl asimetrinių netolygumų gali susiaurėti meandrinės sistemos pralaidumo juosta.

4.5 paveiksle pateiktos meandrinės lėtinimo sistemos dažninės lėtinimo koeficiento ir jėgimo varžos charakteristikos, kai sistemos nevienalytiškumo periodą sudaro trys vienalytės sritys bei meandrinis elektrodas yra ne simetriškas per centrinę dalį einančios statmenos plokštumos atžvilgiu.

Kai meandro laidininko banginės varžos visose trijose srityse yra vienodos, t. y. sistema vienalytė, dažninėse meandrinės lėtinimo sistemos charakteristikose trūkių nėra (4.5 pav. a ir b, 1 kreivė). Vienalytės meandrinės sistemos pasižymi didele lėtinimo koeficiento dispersija ir mažu jėgimo varžos kitimu.

Siekiant pagerinti bėgančiosios bangos vamzdžių jautrumą bei padidinti signalų trakto varžą bėgančiosios bangos kreipimo sistemose praplatinta meandrinio elektrodo centrinė dalis bei susiaurintos periferinės dalys. Tokios meandrinės sistemos dažninės charakteristikos iliustruotos 4.5 paveiksluose (a) ir (b) 2 kreivės. Sistemos įėjimo varža radikaliai kinta ir susiformuoja užtvarinė juosta, kai fazės kampas θ tarp gretimų laidininkų įtampų arba srovių pasiekia π , o dažnis pasiekia (3.38). Didėjant banginių varžų $Z(0)$ ir $Z(\pi)$ kitimui, užtvarinės juostos plotis ties $\theta = \pi$ taip pat didėja (3.11 pav. a ir b, 3 kreivė).

4.5 pav. Meandrinės lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, taikant iteracinį ir neuronų tinklų metodus, kai

$l_1 + l_2 + l_3 = 20$ mm, $l_1 = l_3 = 5$ mm, $l_2 = 10$ mm ir $L = 2$ mm bei:

- 1 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 40 \Omega$, $Z_2(0) = 60 \Omega$, $Z_2(\pi) = 40 \Omega$, $Z_3(0) = 60 \Omega$, $Z_3(\pi) = 40 \Omega$;
- 2 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 40 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 30 \Omega$, $Z_3(0) = 60 \Omega$, $Z_3(\pi) = 40 \Omega$;
- 3 – $Z_1(0) = 70 \Omega$, $Z_1(\pi) = 50 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 30 \Omega$, $Z_3(0) = 70 \Omega$, $Z_3(\pi) = 50 \Omega$

Fig. 4.5. Retardation factor (a) and input impedance (b) versus frequency of the meander slow-wave system using iterative and artificial neural network methods at

$l_1 + l_2 + l_3 = 20$ mm, $l_1 = l_3 = 5$ mm, $l_2 = 10$ mm and $L = 2$ mm and:

- 1 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 40 \Omega$, $Z_2(0) = 60 \Omega$, $Z_2(\pi) = 40 \Omega$, $Z_3(0) = 60 \Omega$, $Z_3(\pi) = 40 \Omega$;
- 2 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 40 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 30 \Omega$, $Z_3(0) = 60 \Omega$, $Z_3(\pi) = 40 \Omega$;
- 3 – $Z_1(0) = 70 \Omega$, $Z_1(\pi) = 50 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 30 \Omega$, $Z_3(0) = 70 \Omega$, $Z_3(\pi) = 50 \Omega$

Atliekant tyrimą visų pirma daugialaidžių linijų metodu surinkta 45 pavyzdžių rinkiniai, įvertinant kintančius dažnio, vienalyčių sričių banginių varžų ir vienalyčių sričių ilgių parametrus. Kiekvieną pavyzdžių rinkinį sudarė 1×60 įėjimo ir 2×60 dydžio tikslo matricos. Mokymo duomenų pavyzdžių rinkiniai padidinti atliekant interpoliavimą su SBF. Į SBF įėjimą paduotas vienas dažnio f parametras. Tikslo matricą išėjime sudarė lėtinimo koeficiento ir įėjimo varžos parametrai. Po interpoliacijos su SBF įėjimo matrica $[f]$ padidinta iki 1×600 , o tikslo matrica $[k_L; Z_{IN}]$ iki 2×600 .

Didesnės mokymo duomenų pavyzdžių sekos padidino DPT apsimokymo ir prognozavimo tikslumą. DPT įvesties sluoksnį sudarė 7 neuronai: dažnis f ir vienalyčių sričių banginės varžos $Z_1(0)$, $Z_1(\pi)$, $Z_2(0)$, $Z_2(\pi)$, $Z_3(0)$ ir $Z_3(\pi)$. Kadangi tiriamas kraštinių sričių nevienalytiškumas, vienalyčių sričių ilgiai $l_1 = l_3 = 5$ mm ir $l_2 = 10$ mm nekito. Išėjime prognozuotos lėtinimo koeficiento k_L ir įėjimo varžos Z_{IN} charakteristikų priklausomybė nuo dažnio, todėl išėjimo sluoksnį sudarė 3 neuronai. Bendras įvesties matricos dydis 7×21000 , bendras tikslo matricos dydis 3×21000 . Paslėptąjį sluoksnį sudarė 28 neuronai.

Taikyta tangento sigmoidinė paslėptojo sluoksnio neuronų aktyvacijos funkcija ir tiesinė išėjimo sluoksnio neuronų aktyvacijos funkcija. Taikytas atgalinio sklaidimo mokymo algoritmas, optimizuotas įgyvendinimui įterptinėse sistemose, sandaugą iš klaidos gradiento pakeičiant ženklų keitimo operacija. Atliekant mokymą daugiasluoksnis perceptronų tinklas apmokytas su kiekvienu atskiru lėtinimo sistemos pavyzdžiu po 10 kartų. Viso mokymo metu naudoti 45 pavyzdžių rinkiniai.

DNT prognozuoti rezultatai panašūs į daugialaidžių linijų metodais gautus rezultatus. Visgi rezultatų svyravimai nuo etaloninių daugialaidžių linijų metodais gautų rezultatų svyruoja nuo 5 % iki 15 %. Svyravimai atsiranda, nes DNT sunkiau prognozuoja rezultatus nagrinėjamų sričių kraštinėse srityse. DNT rezultatų svyravimai nuo etaloninių priklauso ir nuo etaloninių charakteristikų kintimo greičio. Prognozės tikslumas gali būti didinamas, mažinant žingsnį tarp greta esančių mokymo duomenų taškų. Mažinant žingsnį didės DNT mokymo laikas, todėl tikslinga mažinti žingsnį tarp mokymo duomenų greta esančių taškų tik kraštinėse srityse ir srityse, kuriose yra staigus etaloninių charakteristikų kintimas.

Taikant dirbtinių neuronų tinklus dažniausiai ieškoma netrūkių charakteristikų. Kai ieškomos charakteristikos yra trūkios susiduriama su papildomomis problemomis, nes standartinės slenksčio, rampos, sigmoidinė, hiperbolinio tangento aktyvacijos funkcijos nesugeba aproksimuoti trūkio taškų ir neuronų tinklas neapsimoko ties trūkio sritimis.

4.6 paveiksle pateikti SLS lėtinimo koeficiento skaičiavimo rezultatai, turintys trūkio taškus. Esant trūkio taškams DPT papildomai turi būti apmokomas

prognozuoti pralaidumo juostų ribinius dažnius. Radus pralaidumo juostų ribinius dažnius uždavinys skaidomas ir prognozavimas atliekamas kiekvienai pralaidumo juostai atskirai, išvengiant trūkio taškų, naudojant kelių neuronų tinklų derinį. Kiekvienas neuronų tinklas apmokomas dirbti tam tikroje dažninės charakteristikos dažnių juostoje, taip eliminuojant atsirandančius trūkio taškus.

SLS skersinis pjūvis ir spiralės fragmentas yra pateikti 3.1 paveiksle. Spiralinis laidininkas sudarytas iš dviejų vienalyčių sričių, besiskiriančių savo ilgiais l_1 ir l_2 ir banginių varžų $Z_1(0)$, $Z_1(\pi)$, $Z_2(0)$ ir $Z_2(\pi)$ vertėmis. Analitiniais iteraciniais metodais ir DNT metodais gauti rezultatai lyginami 4.6 paveiksle.

4.6 pav. Spiralinės lėtinimo sistemos lėtinimo koeficiento (a) ir įėjimo varžos (b) priklausomybė nuo dažnio, taikant iteracinį ir neuronų tinklų metodus, kai

$l_1 + l_2 = 20$ mm, $l_1 = l_2 = 10$ mm ir $L = 2$ mm ir:

1 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 40 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 40 \Omega$;

2 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 50 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 40 \Omega$;

3 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 50 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 30 \Omega$

Fig. 4.6. Retardation factor (a) and input impedance (b) versus frequency of the helical slow-wave system using iterative and artificial neural network methods at

$l_1 + l_2 = 20$ mm, $l_1 = l_2 = 10$ mm ir $L = 2$ mm and:

1 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 40 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 40 \Omega$;

2 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 50 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 40 \Omega$;

3 – $Z_1(0) = 60 \Omega$, $Z_1(\pi) = 50 \Omega$, $Z_2(0) = 50 \Omega$, $Z_2(\pi) = 30 \Omega$

Tokios struktūros lėtinimo sistema tirta norint išsiaiškinti, kokią įtaką lėtinimo sistemos dažninėms charakteristikoms turi kintantis sistemos periodinis nevienalytiškumas. Dėl periodinio nevienalytiškumo spiralinė lėtinimo sistema įgauna užtvarinio filtro savybes. Užtvarinės juostos centrinis dažnis priklauso nuo sistemos periodo vėlinimo trukmės t_v ir išreiškiamas formule (3.25). Taip pat buvo nustatyta, kad spiralinės sistemos dažninės charakteristikos (lėtinimo koeficientas ir įėjimo varža) kinta radikalčiai, kai fazės kampas θ artimas π . Tuomet elektromagnetinės bangos ilgis tampa dvigubai didesnis nei spiralės apvijos ilgis ir susidaro užtvarinė juosta.

Užtvarinės juostos plotis priklauso nuo vienalyčių sričių banginių varžų $Z_l(\pi)$ santykio ir vienalyčių sričių ilgių santykio. Norint sumažinti vėlinimo dispersiją ir užtvarinės juostos plotį, reikia sumažinti vienalyčių sričių banginių varžų verčių santykį ties $\theta = \pi$ ir sumažinti trumpesnės vienalytės srities ilgį.

Spiralinės sistemos, turinčios periodinių netolygumų, įėjimo varža labai priklauso nuo koordinatės x ir vienalyčių sričių ilgių santykio (4.6 pav. b, 4 kreivė).

Atliekant spiralinės konstrukcijos lėtinimo sistemos duomenų prognozavimą DPT įvesties sluoksnį sudarė dažnis f ; vienalyčių sričių ilgiai l_1 ir l_2 ir vienalyčių sričių banginės varžos $Z_1(0)$, $Z_1(\pi)$, $Z_2(0)$ ir $Z_2(\pi)$. Išėjime prognozuotos lėtinimo koeficiento k_L , įėjimo varžos Z_{IN} ir pralaidumo juostų ribinių dažnių charakteristikos. Atliekant tyrimą visų pirma daugialaidžių linijų metodu buvo surinkta 45 pavyzdžių rinkiniai, kai kinta dažnis, vienalyčių sričių banginės varžos ir vienalyčių sričių ilgiai. Kiekvieną pavyzdžių rinkinį sudarė 3×60 dydžio matricos. Bendras įvesties matricos dydis 7×21000 , bendras tikslo matricos dydis 7×21000 .

Tiriant spiralines lėtinimo sistemas įėjimo sluoksnį sudarė 7 neuronai, paslėptąjį sluoksnį sudarė 28 neuronai ir išėjimo sluoksnį sudarė 6 neuronai. Taikyta paslėptojo sluoksnio neuronų aktyvacijos funkcija yra hiperbolinio tangento sigmoidinė ir tiesinė išėjimo sluoksnio neuronų aktyvavimo funkcija. Taikyta mokymo funkcija, kuri atnaujiną ryšių svorių ir slenksčio vertes remiantis atspariu atgalinio sklaidimo algoritmu. Atliekant mokymą DPT apmokytas su kiekvienu atskiru LS pavyzdžiu po 10 kartų. Viso mokymo metu naudoti 45 pavyzdžių rinkiniai.

Svarbu pabrėžti kad tarpinių taškų interpoliacija taikant SBF truko apytiksliai 0,16 s kiekvienam pavyzdžių rinkiniui, kai pavyzdžių rinkinio dydis 7×60 . Bendras interpoliavimo procedūros laikas 1,34 s. DPT mokymo procesas užėmė 14 min. Prognozavimas, taikant daugiasluoksnį perceptronų tinklą, truko apie 0,01 s, kai analogiškų sistemų skaičiavimas, taikant analitinius iteracinius metodus, truko 4,65 s. Skaičiavimai atlikti vidutinio pajėgumo kompiuteriu, taikant MATLAB[®] programų paketą.

4.2.2. Projektavimo rezultatai taikant dirbtinių neuronų tinklus

Sprendžiant atvirkštinius analizei sintezės uždavinius siekiama rasti sistemos geometrinius ir fizinius parametrus, žinant elektrinius mikrobangų įtaisų parametrus. Sintezės uždavinio taikymo procedūra pateikta 3 algoritme.

Sprendžiant sintezės uždavinį svarbu atsižvelgti į susidarantią unikalių sprendinių radimo problemą. Dažnai susiduriama su problema, kai nepavyksta rasti vieno unikalaus geometrinių ir fizikinių parametrų rinkinio, nes tos pačios elektrinių parametrų vertės galimos prie skirtingų geometrinių ir fizikinių parametrų rinkinių. Tuomet būtina atlikti mokymo duomenų grupavimą.

Lėtinimo sistemų sintezės uždaviniui spręsti naudosime daugiasluoksni perceptronų tinklą, kurio bendroji struktūra pateikta 4.4 paveiksle. DPT struktūra priklauso nuo sprendžiamo uždavinio sudėtingumo. Tinklo įėjimo ir išėjimo sluoksniuose neuronų skaičius priklauso nuo tiriamų parametrų skaičiaus.

Šiuo konkrečiu atveju taikysime spiralinę lėtinimo sistemą, sudarytą iš dviejų periodiškai kintančių vienalyčių sričių, besiskiriančių vienalyčių sričių lyginio ir nelyginio sužadavimo banginėmis varžomis $Z_1(0)$, $Z_1(\pi)$, $Z_2(0)$, $Z_2(\pi)$ ir sričių ilgiais l_1 ir l_2 (3.1 pav.).

Iš 4.6 paveiksle pateiktų dažninių charakteristikų matyti, kad projektuojant spiralinę lėtinimo sistemą vieni svarbiausių parametrų tampa lėtinimo koeficiento k_L , nepageidaujamos užtvarinės juostos pločio ΔF_u ir sistemos įėjimo varžos Z_{IN} vertės.

3.6 paveiksle pateiktas dalinis atvejis, parodantis, kaip priklauso spiralinės sistemos lėtinimo koeficientas ir įėjimo varža, kintant vienalyčių sričių banginėms varžoms ir esant nelyginiam sužadimui π , kai vienalyčių sričių ilgiai yra pastovūs (1–3 kreivės). Arba esant pastovioms banginėms varžoms $Z_1(0) = Z_2(\pi)$, kai kinta vienalyčių sričių ilgiai l_1 ir l_2 (2 ir 4 kreivės).

4.1 lentelė. Spiralinės lėtinimo sistemos elektriniai parametrai

Table 4.1. Electrical parameters of helical slow-wave system

Variantas	ΔF_u , GHz	k_L	Z_{IN} , Ω
1	0	10	40
2	1,64	10,44	45
3	2,72	11,8	38,8

Tokį uždavinį spręsti yra sudėtinga dėl pasikartojančios unikalių sprendinių problemos – nurodytus lėtinimo koeficiento, įėjimo varžos ir spiralinės sistemos draudžiamosios juostos pločio elektrinių parametrų rinkinius galėjo atitikti skirtingi geometrinių (vienalyčių sričių ilgiai l_1 ir l_2) ir fizikinių (vienalyčių sričių

banginės varžos $Z_1(0)$, $Z_1(\pi)$, $Z_2(0)$, $Z_2(\pi)$) parametrų rinkiniai. Siekiant sumažinti unikalių sprendinių pasikartojimo problemos įtaką buvo priimta, kad visais atvejais vienalyčių sričių ilgiai lygūs $l_1 = l_2 = 10$ mm (4.1 lentelė).

Tinklo mokymui buvo naudoti lėtinimo sistemos užtvarinės juostos pločio ΔF_u , lėtinimo koeficiento k_L ties pralaidumo juostos riba ir įėjimo varžos Z_{IN} ties pralaidumo juostos riba vertės.

4.2 lentelėje pateikti parametrinės sintezės rezultatai, kai naudojamas daugiasluoksnis perceptronų tinklas, kurio įėjimo sluoksnį sudaro trys neuronai (draudžiamosios juostos plotis ΔF_u , lėtinimo koeficientas k_L ir įėjimo varža Z_{IN}). Išėjimo sluoksnį sudaro šeši neuronai (vienalyčių sričių ilgiai l_1 ir l_2 bei vienalyčių sričių banginės varžos $Z_1(0)$, $Z_1(\pi)$, $Z_2(0)$, $Z_2(\pi)$). Mokymo duomenų matricos dydis 3×30 , tikslo matricos dydis 6×30 .

4.2 lentelė. Spiralinės lėtinimo sistemos parametrinės sintezės rezultatai

Table 4.2. Results of parametric synthesis of the helical slow-wave system

Variantas	$l_1 = l_2$, mm	$Z_1(0)$, Ω	$Z_1(\pi)$, Ω	$Z_2(0)$, Ω	$Z_2(\pi)$, Ω
Etalonas	10	60	40	60	40
1	10	62,1	41,2	61,7	40,8
Etalonas	10	60	50	50	40
2	10	63,5	54	55,2	38,3
Etalonas	10	60	50	50	30
3	10	60,8	52,6	49,4	33,4

Lyginant 4.1 lentelėje pateiktus spiralinės lėtinimo sistemos pradinių elektrinių parametrų rinkinius ir parametrinės sintezės rezultatus (4.2 lentelė), pateiktus kartu su atitinkamais etaloniniais daugialaidžių linijų metodu gautais spiralinės lėtinimo sistemos rezultatais, matyti, kad rezultatų svyravimas nuo etaloninių neviršija 8 % paklaidos. Etalonu laikomi rezultatai, gauti sprendžiant analizės uždavinį taikant iteracinius analitinius skaičiavimo metodus, pasirinkus konkrečius geometrinių ir fizikinių parametrų rinkinius ir ieškant elektrinių spiralinės lėtinimo sistemos parametrų.

4.3. Ketvirtojo skyriaus išvados

Remiantis atliktais tyrimais ir jų rezultatų analize galima daryti šias išvadas:

1. Tyrimais parodyta, kad dirbtinių neuronų tinklai tinka lėtinimo sistemų analizės ir sintezės uždaviniams spręsti. Taikant dirbtinių neuronų tinklus pagreitintas lėtinimo sistemų analizės ir sintezės procesas bei išvengta sudėtingų lėtinimo sistemų matematinių modelių sudarymo.
2. Sudaryti dirbtinių neuronų tinklais paremti turintys periodinių netolygumų lėtinimo sistemų automatizuoto projektavimo algoritmai leidžia paspartinti tirtų spiralinės, meandrinės ir hibridinės lėtinimo sistemų sintezės ir analizės uždavinių sprendimą 465 kartus, išvengiant sistemų dispersinių lygčių išvedimo.
3. Taikant dirbtinių neuronų tinklais paremtus metodus analizės uždavinio rezultatų skirtumas nuo etaloninių daugialaidžių linijų metodu gautų rezultatų neviršija 15 %, o parametrinės sintezės uždavinio rezultatų skirtumas nuo etaloninių neviršija 8 %.
4. Esant trūkio taškams daugiasluoksnis perceptronų tinklas apmokomas prognozuoti pralaidumo juostų ribas, tuomet prognozavimas atliekamas kiekvienai pralaidumo juostai atskirai, išvengiant trūkių sričių.

Bendrosios išvados

1. Parodyta, kad ištirti spiralinių ir meandrinių lėtinimo sistemų užtvarines savybes įtakojančius rezonansinius reiškinius ir juos lemiančius veiksnius bei jų įtaką lėtinimo sistemų dažninėms savybėms galima sudarytais ilgosios ir daugialaidės linijos matematiniais modeliais, taikant analitinius matricių, ilgujų ir daugialaidžių linijų metodus. Sudarytų modelių tyrimų rezultatų adekvatumas parodytas taikant specializuotų programų paketus CST Microwave Studio[®] ir Sonnet[®], kuriuose skaičiavimai vykdomi baigtinių skirtumų laiko srities ir momentų metodais.
2. Tyrimais parodyta, kad dėl periodinių netolygumų ir nuo jų atsiradusių daugkartinių atspindžių, kai fazių skirtumo kampas tarp gretimų lėtinimo sistemos laidininkų įtampų arba srovių artėja prie $\pi/2$ arba π , lėtinimo sistemos įgauna užtvarinių filtrų savybių. Išvengti užtvarinių savybių pavyksta, mažinant banginių varžų kitimo išilgai laidininko santykį iki 1,3 ir didinant vienalyčių sričių ilgių santykį iki 1,5 bei mažinant nevienalytiškumo periodą, t. y. didinant nevienalyčių periodų skaičių išilgai laidininko vijos.
3. Tyrimais parodyta, kad didinant elektroninio įtaiso, turinčio kreipimo-lėtinimo sistemą, jautrumą ir naudojant meandro formos elektrodus su plačiu centriniu laidininku bei siaurais laidininkais kraštuose, svarbu iš-

vengti meandrinio laidininko skersinio asimetriškumo, kuris perpus susiaurina įtaiso pralaidumo juostą.

4. Naudojant hibridinę lėtinimo sistemą, t. y. kraštinės meandrinio laidininko sritis keičiant spiralės formos vijomis, pavyksta 1,7 karto padidinti sistemos įėjimo varžą ir lėtinimo koeficientą.
5. Sudaryti dirbtinių neuronų tinklais paremti turintys periodinių netolygumų lėtinimo sistemų automatizuoto projektavimo algoritmai leidžia paspartinti tirtų spiralinės, meandrinės ir hibridinės lėtinimo sistemų sintezės ir analizės uždavinių sprendimą 465 kartus, išvengiant sistemų dispersinių lygčių išvedimo. Taikant dirbtinių neuronų tinklais paremtus metodus analizės uždavinio rezultatų skirtumas nuo etaloninių daugialaidžių linijų metodu gautų rezultatų neviršija 15 %, o parametrinės sintezės uždavinio rezultatų skirtumas nuo etaloninių neviršija 8 %.

Literatūra ir šaltiniai

Alaria, M. K.; Bera, A.; Sharma, R. K.; Srivastava, V. 2010. Design and Characterization of Helix Slow Wave Structure for Ku-BAND Space TWT, *Progress In Electromagnetics Research* 16: 171–182.

Aziz, M. Z. A.; Zainuddin, N. A.; Salleh, A.; Othman, M. A. 2012. Investigation of Dual Meander Slot to Microstrip Patch Antenna, *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering* 3: 1–6.

Bellil, W.; Amar, C. B.; Alimi, A. M. 2006. Synthesis of Wavelet Filters Using Wavelet Neural Networks, *World Academy of Science, Engineering and Technology* 13: 108–111.

Bhobe, A. U. 2001. Meander Delay Line Challenge Problem: a Comparison Using FDTD, FEM and MoM, in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility* 2: 805–810.

Boyle, M.; Barsanti, M.; True, R. 2012. Magnetic Interaction Between Traveling Wave Tubes and Its Effect on Performance and Reliability, in *IEEE Vacuum Electronics Conference (IVEC)*: 155–156.

Booske, J. H.; Dobbs, R. J.; Kory, C. L.; Neil, G. R.; Park, G. S.; Park, J.; Temkin, R. J. 2011. Vacuum Electronic High Power Terahertz Sources, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 1: 54–75.

Bui, D.; Nguyen, D. K.; Ngo, T. D. 2009. Supervising an Unsupervised Neural Network, in *Asian Conference on Intelligent Information and Database Systems*: 307–312.

Bulja, S.; Mirshekar-Syahkal, D. 2010. Meander Line Millimetrewave Liquid Crystal Based Phase Shifter, *Electronics Letters* 46(11): 769–771.

Burokas, T.; Štaras, S. 2008. Properties of the Retard System Models Based on the Complex Cross Section Multiconductor Lines, *Electronics and Electrical Engineering* 4(84): 3–8.

Burokas, T.; Štaras, S. 2004. Laikiklių įtaka spiralinių ir meandrinių sistemų savybėms, *Elektronika ir elektrotechnika* 4(53): 22–27.

Burokas, T.; Štaras, S. 2005. Nevienalyčių lovelinių sistemų savybės, *Elektronika ir elektrotechnika* 6(62): 26–31.

Chang, W. S.; Chang, C. Y. 2012. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure With Simple Design Formulas and Its Application to Microwave Circuit Design, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60(11): 3376–3383.

Chiang, M. J.; Wu, H. S.; Tzuang, C. K. C. 2008. A CMOS 3-dB Directional Coupler Using Edge-Coupled Meandered Synthetic Transmission Lines, in *Microwave Symposium Digest, Conference Publication*: 771–774.

CST Microwave Studio® [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 07]. Interneto prieiga: <<http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx>>.

Clayton, R. P. 2008. *Analysis of Multiconductor Transmission Lines: Second Edition*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. 815 p.

Coaker, B.; Challis, T. 2008. Travell Wave Tubes: Modern Devices and Contemporary Applications, *Microwave Journal* 51: 32–46.

Cormack, G. D. 1993. Picosecond Pulse Generator Using Delay Lines, *IEEE Transactions, Instrumentation and Measurement* 42: 947–948.

CPI® [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 04]. Interneto prieiga: <<http://www.cpii.com/product.cfm/1/19>>.

Cui, D.; Liu, Y.; Wu, Y.; Li, S.; Yu, C. 2011. A Compact Bandstop Filter Based On Two Meandered Parallel-Coupled Lines, *Progress In Electromagnetics Research* 121: 271–279.

Besoli, A. G.; Lee, G. A.; De Flaviis, F. 2005. Helical Meander Line Antenna and Its Spatial Power Combining for Circular Polarization, in *Antennas and Propagation Society International Symposium* 2a: 262–265.

Darwish, A.; Ezzeddine, A. 2009. Three Dimensional Transmission Lines and Power Divider Circuits, in *Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era*: 184–190.

Daškevičius V.; Skudutis J.; Štaras S. 2007. Simulation and Properties of the H-Profile Meander System, *Electronics and Electrical Engineering* 3: 65–68.

Daškevičius, V.; Skudutis, J. 2007. Simulation of the Inhomogeneous Meander Line, *Electronics and Electrical Engineering* 2(74): 37–40.

Daškevičius, V.; Skudutis, J.; Štaras, S. 2008. Simulation of Symmetrical and Asymmetrically Shielded Helical Lines, *Electronics and Electrical Engineering* 3(83): 3–6.

Daškevičius, V.; Skudutis, J.; Štaras, S. 2009. Simulation of the Axially Symmetrical Helical Line, *Electronics and Electrical Engineering* 1(89): 101–104.

Duan, Z. Y.; Gong, Y. B.; Wei, Y. Y.; Wang, W. X.; Wu, I.; Kong, J. A. 2008. Efficiency Improvement of Broadband Helix Traveling Wave Tubes Using Hybrid Phase Velocity Tapering Model, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* 22: 1013–1023.

e2v[®] [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 04]. Interneto prieiga: <<http://www.e2v.com/products-and-services/rf-power-solutions/helix-twts/>>.

e2v. 2008. New Generation Travelling Wave Tubes, *Microwave Journal* 51: 272–275.

Ergul, O.; Malas, T.; Gurek, L. 2011. Analysis of Dielectric Photonic-Crystal Problems with MLFMA and Schur-Complement Preconditioners, *Journal Lightwave technology* 29: 888–897.

Fakharzadeh, M.; Ramahi, O. M.; Safavi-Naeini, S.; Chaudhuri, S. K. 2008. Design and Analysis of Ultra-Miniaturized Meandering Photonic Crystals Delay Lines, *IEEE Transactions on Advanced Packaging* 31: 311–319.

Garg, R. 2008. *Analytical and Computational Methods in Electromagnetics*. Norwood. Artech House. 551 p.

Ge, L.; Wang, J. P.; Guo, Y. X. 2010. Compact Microstrip Lowpass Filter With Ultra-Wide Stopband, *Electronics Letters* 40(10): 689–691.

Glover, I. A.; Pennock, S. R.; Shepherd, P. R. 2005. *Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communications Engineering*. England, Chichester: John Wiley & Sons. 551.

Gong, S. P.; Qu, J. R.; Hu, Y. X.; Fu, Q. Y.; Zhou, D. X. 2010. Design of Triple-Band LTCC Antenna Using Meander Line Structure for Mobile Handsets, in *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT) Conference Publications*: 370–372.

Gorbunova, A.; Kuznetsov, Y. 2011. Equivalent Circuit Synthesis for Microstrip Structures Design and Optimisation, in *General Assembly and Scientific Symposium*: 1–4.

Gorur, A.; Karpuz, C. 2007. Miniature Dual-Mode Microstrip Filters, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 17(1): 37–39.

Gurskas, A. 1995. Baigtinių elementų metodo taikymas mikrojuostelinių daugialaidžių linijų paskirstytosioms talpoms skaičiuoti, *Elektronika ir elektrotechnika* 3(3): 56–60.

Gurskas, A.; Urbanavičius, V.; Martavičius, R. 2010. Evaluation of The Microstrip Lines Connectors in The Meander Delay Line Model, *Electronics and Electrical Engineering* 3(99): 39–42.

- Hoefer, D. G.; Swanson, Jr.; Wolfgang, J. R. 2003. *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*. Artech House Publishers. 47 p.
- Hsu, K. W.; Tu, W. H. 2012. Sharp-Rejection Quad-Band Bandpass Filter Using Meandering Structure, *Electronics Letters* 48(15): 935–937.
- Imeci, T. S.; Sisman, I.; Hazar, S. T.; Demircioglu, E. 2011. 3 dB Meander Line Coupler, in *Progress in Applied Computational Electromagnetics* 27: 231–236.
- Yahia, M.; Tao, J. W.; Benzina, H.; Abdelkrim, M. N. 2010. Ridged Waveguide Filter Optimization Using The Neural Networks and A Modified Simplex Method, *International Journal of Innovation, Management and Technology* 1(3): 259–263.
- Ye, C. S.; Su, Y. K.; Weng, M. H.; Hung, C. Y.; Yang, R. Y. 2010. Design of the Compact Parallel-Coupled Lines Wideband Bandpass Filters Using Image Parameter Method, *Progress In Electromagnetics Research PIER* 100: 153–173.
- Ymecı, S. T.; Sisman, I.; Hazar, S. T. Demircioglu, E. 2011. 3 dB Meander Line Coupler, in *27th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, Virginia*: 231–236.
- Yoon, S.; Besoli, A. G.; Lee, G. A.; De Flaviis, F. 2005. Helical Meander Line Antenna and Its Spatial Power Combining for Circular Polarization, *IEEE Antennas and Propagation Society* 2a: 262–265.
- Yu, M.; Dokas, D. 2004. High Performance Helical Resonator Filters, in *Microwave Conference* 2: 989–992.
- Kabir, H.; Wang, Y.; Yu, M.; Zhang, Q. J. 2008. Neural Network Inverse Modeling and Applications to Microwave Filter Design, *IEEE Microwave Theory Tech.* 56: 867–879.
- Kabir, H.; Zhang, L.; Yu, M.; Aaen, P.; Wood, K.; Zhang, Q. J. 2010. Smart Modeling of Microwave Devices, *IEEE Microwave magazine* 11: 105–118.
- Kabiri, A.; Qing, H.; Kermani, M. H.; Ramahi, O. M. 2010. Design of A Controllable Delay Line, in *Advanced Packaging, IEEE Transactions* 33: 1080–1087.
- Kallmann, H. E. 1946. Equalized Delay lines, in *Proceedings of the IRE* 34: 646–657.
- Kirvaitis, R. 1994. *Elektrodinaminės vėlinimo linijos*. Vilnius: Technika. 216 p.
- Kory, C. L.; Mearini, G. T.; Malta, D.; Lueck, M.; Gilchrist, K. 2009. Applying Micro-fabrication to Helical Vacuum Electron Devices for THz Applications, in *Vacuum Electronics Conference IVEC09*: 41–44.
- Krozer, V.; Zhurbenko, V. 2010. Square Helix TWT for THz Frequencies, in *Infrared Millimeter and Terahertz Waves 35th International Conference Proceedings*: 1–2.
- Krukonis, A. 2010. Baigtinių skirtumų metodo skaičiavimo būdų tyrimas, *Mokslas – Lietuvos ateitis* 2(1): 103–107.
- Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2011. Investigation of Microstrip Lines Dispersion by The FDTD Method, *Electronics and Electrical engineering* 9(115): 51–54.

Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2012. Multiconductor Microstrip Line Modelling Using FDTD Method, in *EMD'2012 International Conference Proceedings* 22: 60–63.

L3 communications® [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 04]. Interneto prieiga: <http://www2.l-3com.com/edd/products_traveling_wave_tube.htm>.

Liu, L.; Weng, Y. F.; Cheung, S. W.; Yuk, T. I.; Peter, T. 2012. Deep Band-Notched Characteristic Using Meander Lines for UWB Monopole Antennas, in *PIERS Proceedings*: 27–30.

Longbrake, M. 2012. True Time-Delay Beamsteering for Radar, in *National Aerospace & Electronics Conference of USA Proceedings*: 25–29.

Malathi, P.; Kumar, R.; Patil, D. Y. 2009. Design of Multilayer Rectangular Microstrip Antenna Using Artificial Neural Networks, *International Journal of Recent Trends in Engineering* 2(5): 53–57.

Maloratsky, L. G. 2009. Microstrips Circuits with a Modified Ground Plane, *High Frequency Electronics* 1: 38–47.

Maloratsky, L. G. 2011. Using Modified Microstrip Lines to Improve Circuit Performance, *High Frequency Electronics* 1: 36–52.

Marchewka, C.; Donald, A.; True, R.; Hargreaves, T. 2010. A 125 Watt Ka-Band Mini Traveling Wave Tube, in *IEEE Vacuum Electronics Conference (IVEC)*: 301–303.

Martavičius, R. 1996. *Elektrodinaminės planarinės lėtinimo sistemos plačiajuosčiams elektroniniams prietaisams*. Vilnius: Technika. 264 p.

Meerschaert, M.; Scheffler, H. P.; Tadjeran, C. 2006. Finite Difference Methods for Two-Dimensional Fractional Dispersion Equation, *Journal of Computational Physics* 211: 249–261.

Meng-Ju Chiang; Hsien-Shun Wu; Tzuang, C. K. C. 2008. A CMOS 3-dB Directional Coupler Using Edge-Coupled Meandered Synthetic Transmission Lines, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*: 771–774.

Metlevskis, E.; Urbanavičius, V. 2010. Analysis of Rectangular Microstrip Structures by The Method of Moments, in *18th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications MIKON-2010*: 228–231.

Metlevskis, E.; Urbanavičius, V. 2011. Analysis of Charge Distribution on Rectangular Microstrip Structures, *Acta Physica Polonica A Warszawa: Polish Academy of Sciences* 119(4): 503–508.

Metlevskis, E.; Martavičius, R. 2012. Computer Models of Meander Slow-Wave System with Additional Shields, *Electronics and Electrical Engineering* 3(119): 61–64.

Michalski, J. J. 2010. Artificial Neural Networks Approach in Microwave Filter Tuning, in *Progress in Electromagnetics Research* 13: 173–188.

Mikučionis, Š.; Urbanavičius, V. 2010. Investigation of Normal Modes in Microstrip Multiconductor Line Using The MoM, *Electronics and Electrical Engineering* 4(100): 91–94.

Mikučionis, Š.; Urbanavičius, V. 2011. Synthesis of Six-Conductors Symmetrically Coupled Microstrip Line, Operating in A Normal Mode, *Electronics and Electrical Engineering* 4(110): 47–52.

Ninomiya, H.; Wan, S.; Kabir, H.; Zhang, X.; Zhang, Q. J. 2008. Robust Training of Microwave Neural Network Models Using Combined Global/Local Optimization Techniques, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*: 995–998.

Nassar, I. T.; Weller, M. 2011. An Electrically Small Meandered Line Antenna with Truncated Ground Plane, in *IEEE Radio and Wireless Symposium*: 94–97.

Navakasas, D. 2000. *Skaitmeninio signalų apdorojimo priemonės. Dirbtinių neuronų tinklai*. Vilnius: Technika, 51 p.

NEC®. [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 04]. Interneto prieiga: <<http://www.nec.co.jp/press/en/9906/0701.html>>.

Niklas, W. F.; Wimpffel, J. 1958. Oscilloscope Tube with Traveling Wave Deflection System and Large Field of View, *The Journal of The British IRE* 18: 653–660.

Nvidia® [interaktyvus] 2012 [žiūrėta 2012 11 30]. Interneto prieiga: <http://www.nvidia.com/object/cuda_home_new.html>.

Pomarnacki, R.; Gurskas, A.; Urbanavičius, V. 2012. Topology Synthesis of the Multi-Tapped Meander Delay Line Using Monte Carlo Method, *Electronics and Electrical Engineering* 18(8): 41–44.

Pomarnacki, R.; Urbanavičius, V. 2009. Parallel System for The Analysis of Meander Delay Line, in *the International Conference "IC-SPETO 2009"*: 53–54.

Powers, S. D.; Cruz, J. M. 2000. *Measurements and Modelling of Delay Lines on Printed Circuit Boards*. Sun Microsystems: 21 p.

Radway, M. J.; Filipovic, D. S. 2012. Four-Armed Spiral-Helix Antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 11: 338–341.

Rizzoli, V.; Costanzo, A.; Masotti, D.; Lipparini, A.; Mastri, F. 2004. Computer-Aided Optimization of Nonlinear Microwave Circuits with The Aid of Electromagnetic Simulation, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 52(1): 362–377.

Schreurs, P.; Verspecht, J.; Vandenberghe, S.; Vandamme, E. 2002. Straightforward and Accurate Nonlinear Device Model Parameter-Estimation Method Based on Vectorial Large-Signal Measurements, in *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 50(10): 2315–2319.

Sensiper S. 1951. *Electromagnetic Wave Propagation on Helical Conductors*. Massachusetts Institute of Technology technical report 114. 126 p.

Shugurov, V.; Nickelson, L. 2005. *Singular Integral Equation's Methods For The Analysis Of Microwave Structures*. V.S.P.: Intl Science. 330 p.

Singh, J.; Singh, A. P.; Kamal, T. S. 2011. Design of Circular Microstrip Antenna Using Artificial Neural Networks, in *Proceedings of the World Congress on Engineering* 2(1): 9–12.

Sonnet® [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 07]. Interneto prieiga: <<http://www.sonnetsoftware.com/products/sonnet-suites/how-em-works.html>>.

Srivastava, V. 2008. THz Vacuum Microelectronic Devices, in *Journal of Physics: Conference Series* 114: 1–10.

Sun, C. X.; Feng, L. Y.; Liu, X. Y.; Zheng, H. X. 2012. Compact Dual-Mode Filter Using Meander Shorted Stub Loaded Resonators, *Progress In Electromagnetics Research Letters* 30: 195–203.

Wang, J.; Xu, L. J.; Zhao, S.; Guo, Y. X.; Wu, W. 2010. Compact Quasi-Elliptic Microstrip Lowpass Filter with Wide Stopband, *Electronics Letters* 46: 1384–1385.

Watanabe, K.; Sekine, T.; Takahashi, Y. 2009. A FDTD Method for Nonuniform Transmission Line Analysis Using Yee's-Lattice and Wavelet Expansion, in *IEEE MTT-S International Signal Integrity and High-Speed Interconnects Workshop*: 83–86.

Wei, D.; Zeng, H.; Yu, Z. 2012. Compact Branch-Line Coupler Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines With Novel CSSRR, in *Consumer Electronics, Communications and Networks CECNet2012 Conference Publications*: 218–221.

Sadiku, N. O. 2009. *Numerical techniques in electromagnetics with MATLAB*. CRC press. 648 p.

Singh, A.; Singh, K.; Kumar, S.; Kumar, T. 2008. Empirical Relation for Designing the Meander Line Antenna, in *Recent Advances in Microwave Theory and Application*: 695–697.

Sharma, R.K.; Bera, A.; Srivastava, V. 2009. Thermal and Structural Analysis of Electron Gun Assembly for A C-band 60W Space TWT, *International Journal of Microwave and Optical Technology* 4: 309–314.

Soluch, W. 2012. Scattering Matrix Approach to SHAPM Delay Line with Long Interdigital Transducers on BT-Cut Quartz, *IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* 59: 2576–2579.

Štaras, S.; Burokas, T. 2003. Nevienalyčių spiralinių sistemų savybės, *Elektronika ir elektrotechnika* 1(43): 17–20.

Štaras, S. 2005. Simulation and Properties of the Shielded Twined Helical Deflecting System, in *IEEE Transactions on Electron Devices* 52: 1222–1225.

Štaras, S.; Daškevičius, V.; Skudutis, J. 2006. Simulation and Properties of The Quasi-Symmetrical Helical Structure, in *IEEE Transactions on Electron Devices, New York* 53(10): 2649–2654.

Štaras, S. 2008. *Įvadas į skaitmeninius elektrodinamikos metodus ir jų taikymą*. Vilnius: Technika. 186 p.

Štaras, S.; Burokas, T. 2006. Frequency-Dependent Distortions of Pulses in The Traveling-Wave Cathode-Ray Tubes, in *16th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless MIKON-2006 Kraków*: 812–815.

Štaras, S. Martavičius, R.; Skudutis, J.; Urbanavičius, V.; Daškevičius, V. 2010. *Plačiajuosčių lėtinimo įtaisų modeliavimas ir taikymas: monografija*. Vilnius: Technika. 442 p.

Štaras, S.; Martavičius, R.; Skudutis, J.; Urbanavičius, V.; Daškevičius, V. 2012. *Wide-Band Slow-Wave Systems: Simulation and Applications*. CRC Press. 460 p.

Штарас, С.; Вайнорис З.; Мартавичюс Р.; Скудутис, Ю.; Станкунас, Й. 1993. *Широкополосные тракты электронно-лучевых трубок бегущей волны: Монография*. Вильнюс: Техника. 359 с.

Тараненко, З. И.; Трохименко, Я. К. 1965. *Замедляющие системы*. Киев. 307 с.

Teledyne Mec[®]. [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 04]. Interneto prieiga: <http://www.teledyne-mec.com/products/Technical_description.aspx>.

Thales[®] [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 04]. Interneto prieiga: <http://www.thalesgroup.com/Portfolio/Security/CS_TWTs_for_Space_K_and_Ka_bands/>.

Toccafondi, A.; Braconi, P. 2006. Compact Load-Bars Meander Line Antenna for UHF RFID Transponder, in *IEEE Antennas and Propagation Proceedings*: 1–4.

Tomar, G. S.; Kushwah, V. S.; Saxena, S. 2010. Design of Microstrip Filters Using Neural Network, in *Second International Conference on Communication Software and Networks*: 568–572.

TMD[®] [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 01 04]. Interneto prieiga: <http://www.tmd.co.uk/products/microwave_tubes/index.asp>.

Urbanavičius, V. 1995. *Meandrinių vėlinimo linijų analizė ir projektavimas, Doktoro disertacija*. VTU, Vilnius. 166 p.

Urbanavičius, V.; Gurskas, A.; Martavicius, R. 2009. Simulation of the Meander Delay Line Using The Hybrid Method, *Electronics and Electrical Engineering* 2(90): 3–6.

Urbanavičius, V.; Mikučionis, Š.; Martavicius, R. 2007. Model of the Coupled Transmission Lines with a Non-Uniform Dielectric, *Electronics and Electrical Engineering* 5(77): 23–28.

Vainoris, Z. 2004. *Bangų elektronikos pagrindai: vadovėlis*. Vilnius: Technika. 513 p.

Вайнорис, З. А.; Кирвайтис, Р. И.; Штарас, С. С. 1986. *Электродинамические задерживающие и отклоняющие системы*. Вильнюс: Моклас. 266 с.

Xavier, C. C.; Motta, C. C. 2009. Modeling of A Gridded Electron Gun for Traveling Wave Tubes, in *Pulsed Power Conference Publications*: 537–541.

Zhou, G.; Su, L.; Jin, D.; Zeng, L. 2008. A Delay Model for Interconnect Trees Based on ABCD matrix, in *Design Automation Conference ASPDAC Proceedings*: 510–513.

Zhu, Y.; Zuegel, J. D.; Marciante, J. R.; Wu, H. 2007. Radio Frequency Integrated Circuits RFIC, in *IEEE Symposium*: 35–38.

Autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Katkevičius, A. 2012. Mikrobangų įtaisų modeliavimas, taikant dirbtinių neuronų tinklus, *Mokslas – Lietuvos ateitis* 4(1): 81–84. ISSN 2029–2341. (ICONDA, Gale®, ProQuest, EBSCOhost, IndexCopernicus).

Katkevičius, A.; Mališauskas, V.; Plonis, D.; Serackis, A. 2012. Calculations of Characteristics of Microwave Devices Using Artificial Neural Networks, *Przegląd elektrotechniczny* 88(1a): 281–285. ISSN 0033–2097. (ISI Web of Science).

Katkevičius, A. Štaras, S. 2011. Analysis of Rejection Properties of Meander Systems, *Electronics and Electrical Engineering* 2(108): 19–22. ISSN 1392–1215. (ISI Web of Science).

Štaras, S.; Katkevičius, A. 2010. Properties of Helical Structures Containing Periodical Inhomogeneities, *Electronics and Electrical Engineering* 3(99): 49–52. ISSN 1392–1215. (ISI Web of Science).

Daškevičius, V.; Skudutis, J.; Katkevičius, A.; Štaras, S. 2010. Simulation and Properties of The Wide-Band Hybrid Slow-Wave System, *Electronics and Electrical Engineering* 8(104): 43–46. ISSN 1392–1215. (ISI Web of Science).

Katkevičius, A. 2010. Linijų su periodiniais netolygumais savybių tyrimas, *Mokslas – Lietuvos ateitis* 2(1): 108–111. ISSN 2029–2341. (Inspec).

Straipsniai kituose leidiniuose

Katkevičius, A.; Martavičius, R. 2012. Automated Synthesis Method for Inhomogeneous Delay Systems Using Artificial Neural Networks, in *EMD'2012 International Conference on Electromagnetic Disturbances Proceedings*: 43–46. ISSN 1822–3249. ISBN 9786094572609.

Štaras, S.; Katkevičius, A. 2010. Analysis of Helical Systems Containing Periodical Inhomogeneities, in *18th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON-2010) Proceedings*: 391–394. ISBN 9789955690207.

Katkevičius, A.; Štaras, S. 2009. Simulation of Structures Containing Periodical Inhomogeneities, in *EMD'2009 International Conference on Electromagnetic Disturbances Proceedings*: 83–86. ISBN 9788360200728.

Priedai

A priedas. Eksperimentinės sistemos struktūrinė schema

Eksperimentiniai tyrimai atlikti remiantis žemiau pateikta struktūrine schema (A1 pav.).

A1 pav. Lėtinimo sistemų eksperimentinių tyrimų struktūrinė schema
Fig. A1. Structural scheme of experimental investigation of slow-wave systems

Tirta meandrinė lėtinimo sistema (1.7 pav.), kurios matmenys: $h = 1,5$ mm; $t = 35$ μ m; $w = 0,4$ mm; $s = 0,6$ mm; $2A = 10$ mm. Taikyta pagrindo medžiaga stiklo tekstolitas FR4 $\epsilon_r = 4,4$.

B priedas. Meandrinės lėtinimo sistemos eksperimento rezultatai

Meandrinės lėtinimo sistemos signalo atspindžio nuo įėjimo S_{11} ir signalo perdavimo koeficiento S_{21} matavimų rezultatai (B1 pav.).

Data: 2013 3 22

FREQUENCY RANGE: 0.979 - 1230.000 MHz

FREQUENCY	s21 [dB]	s11 [dB]	s11 [VSWR]	DEG (s21)
f1= 494.250	-3.78	-3.31	5.31	-118.4
f2= 494.250	-3.78	-3.31	5.31	-118.4
f3= 501.250	-3.65	-3.38	5.20	-120.8

B1 pav. Meandrinės lėtinimo sistemos S parametrų eksperimentiniai rezultatai

Fig. B1. Experimental results of S parameters of meander slow-wave system

Andrius KATKEVIČIUS

SPIRALINIŲ IR MEANDRINIŲ LĖTINIMO SISTEMŲ
DAŽNINIŲ SAVYBIŲ TYRIMAS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

INVESTIGATION OF FREQUENCY PROPERTIES OF
HELICAL AND MEANDER SLOW-WAVE SYSTEMS

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2013 05 10. 11,5 sp. I. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
<http://leidykla.vgtu.lt>
Spausdino UAB „Ciklonas“
J. Jasinskio g. 15, 01111 Vilnius