VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Audrius KRUKONIS

MIKROJUOSTELINIŲ LĖTINIMO SISTEMŲ TYRIMAS DAŽNINIAIS IR LAIKO SRITIES METODAIS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)

VGTU
LEIDYKLA
TECHNIKA
Vilnius 2013

Disertacija rengta 2009–2013 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Mokslinis vadovas

prof. dr. Vytautas URBANAVIČIUS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, technologijos mokslai, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

VGTU leidyklos TECHNIKA 2169-M mokslo literatūros knyga
http://leidykla.vgtu.lt

ISBN 978-609-457-562-4

© VGTU leidykla TECHNIKA, 2013
© Audrius Krukonis, 2013
audrius.krukonis@vgtu.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Audrius KRUKONIS

INVESTIGATION OF MICROSTRIP DELAY SYSTEMS IN FREQUENCY AND TIME DOMAIN

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)

VGTU
LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2013

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

Scientific Supervisor

Prof Dr Vytautas URBANAVIČIUS (Vilnius Gediminas Technical University, Technological Sciences, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

Reziumė

Disertacijoje sprendžiama lėtinimo sistemų kraštinių ir galinių laidininkų įtakos modelių tikslumui įvertinimo problema. Pagrindiniai tyrimo objektai – daugialaidžių ir meandrinių mikrojuostelinių linijų matematiniai modeliai, skaitiniai analizės metodai. Darbo tikslas – sukūrus modelius, grįstus baigtinių skirtumų laiko srities metodu, ištirti galinių ir kraštinių laidininkų netolygumų įtaką meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų laiko ir dažninėms charakteristikoms, pasiūlyti meandrinių vėlinimo linijų konstrukcijų tobulinimo priemones.

Darbe sprendžiami uždaviniai: matematinių pavienės, susietųjų ir daugialaidžių mikrojuostelinių linijų modelių sudarymas ir savybių tyrimas, taikant baigtinių skirtumų bei baigtinių skirtumų laiko srities analizės metodus; daugialaidžių mikrojuostelinių linijų sintezės ir meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų analizės algoritmų bei jų elektrinių charakteristikų skaičiavimo metodikų sudarymas.

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

Įvadiniame 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 įtaisų projektavimo ir sintezės analitiniais, skaitiniais metodais problema. Aptariamas autoriaus indėlis į nagrinėjamos problemos sprendimą. Skyriaus pabaigoje formuluojamos išvados ir tikslinami disertacijos uždaviniai.

Antrajame skyriuje parenkami mikrojuostelinių linijų konstrukcinių parametrų sintezei naudojami metodai. Sudaromos elektrinių parametrų skaičiavimo metodikos ir pateikti tyrimo rezultatai.

Trečiajame skyriuje tiriamos susietųjų ir daugialaidžių mikrojuostelinių linijų matematiniai modeliai, pateikiami tyrimo rezultatai. Sudaromos tolygios ir netolygios būdingosios varžos skaičiavimo ir sintezės metodikos.

Ketvirtajame skyriuje parodoma daugialaidės mikrojuostelinės linijos laidininkų parametrų netolygumo įtaka meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos charakteristikoms.

Disertacijos tema paskelbti 7 moksliniai straipsniai, iš kurių šeši – recenzuojamuose mokslo žurnaluose, o iš šių – trys mokslo žurnaluose, įtrauktuose į Thomson Reuters Web of Science duomenų bazę. Disertacijos tema perskaityti aštuoni pranešimai mokslinėse konferencijose.

Abstract

There are investigated accuracy issues of edges and ends evaluation problems of meander slow-wave systems in the dissertation. Objects of research – mathematical models of multiconductor and meander microstrip delay lines, numerical analysis methods. Aim of the work – after creating mathematical models, based on finite difference time domain method, explore ends and edges discontinuity effects on meander microstrip delay lines time and frequency characteristics, propose structural improvement measures of meander delay line.

The dissertation approaches major tasks such as: mathematical individual, coupled, multiconductor microstrip lines models composition for performance and their properties investigation using finite difference and finite difference time domain methods of analysis; synthesis algorithm of multiconductor microstrip lines and analysis algorithm of meander microstrip delay line and methodology of their electrical characteristics calculation creation.

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

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 and 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.

In the first chapter used literature are revised. At the end of the chapter conclusions are drawn and the tasks for the dissertation are reconsidered.

In the second chapter methods used for synthesis of microstrip line structure parameters is described. Electrical parameters calculation methodology is created and calculation results are presented.

In the third chapter mathematical models of coupled and multiconductor microstrip lines are investigated, presented the results of the investigations. Uniform and non-uniform characteristic impedance calculation and synthesis methodologies are created.

In the fourth chapter multiconductor microstrip line inhomogenity of conductors' parameters on meander microstrip delay line characteristics is proven.

7 articles focusing on the subject of the discussed dissertation are published: six articles in reviewed scientific journals, three of them in Thomson Reuters Web of Science data base and one article – in conference proceedings. 8 presentations on the subject have been given in conferences on national and international level.

Žymėjimai

Simboliai

$2A$ – meandrinio laidininko aukštis;
A – koeficientas, integravimo sritis;
B – koeficientas;
c_0 – šviesos sklidimo greitis vakuume;
C – kontūro apėjimo kelias;
C_1 – ilginė talpa;
C_{10} – ilginė talpa, kai dielektrikas pakeistas oru;
d – absorbuojančio sluoksnio storis;
E – elektrinio lauko stipris;
f – dažnis, nežinoma funkcija;
f_n – bazinė funkcija;
g – pereinamoji charakteristika, elektrinio lauko sužadinimo šaltinis;
h – impulsinė charakteristika, dielektrinio pagrindo storis;
H – magnetinio lauko stipris;
i – eilės numeris, strypo numeris;
I – srovės stipris;
y – koordinatė;
Y – laidumas;

Y_{l} – aktyvusis laidis;
j – eilės numeris;
j – menamasis vienetas;
k – fazės koeficientas, eilės numeris;
K – perdavimo funkcija, realioji sando dalis;
$K(\omega)$ – dažninė amplitudės charakteristika;
l – vėlinimo linijos ilgis;
L – uždaras apėjimo kontūras, integravimo kelias, atstumas tarp signalų laidininke;
L_{l} – ilginis induktyvumas;
m – analizuojamos srities aukštis, gradavimo parametras;
n – laidininko numeris, analizuojamos srities plotis;
N – srities dydis, laidininkų skaičius;
R_{l} – aktyvioji varža;
$R(\theta)$ – atspindžių paklaida;
s – tenzorius;
S – tarpo tarp laidininkų plotis;
t_0 – impulso uždelsimo trukmė;
t_{n} – laiko žingsnio numeris;
t_{v} – vėlinimo trukmė;
t_{w} – impulso trukmė;
U – įtampa;
v_{f} – bangos sklidimo fazinis greitis;
z – koordinatė;
Z_{B} – būdingoji varža;
W – laidininko plotis;
W_{E} – elektrinio lauko energija tūryje;
x – koordinatė;
α_n – bazinės funkcijos koeficientas;
β – fazės koeficientas;
Δ – tinklelio žingsnis;
Δf – praleidžiamųjų dažnių juostos plotis;
Δt – laiko žingsnis;
$\Delta\varphi$ – elektrinio lauko potencialų skirtumas tarp dviejų tinklelio mazgų;
δ – skaičiavimo paklaida, santykinis skirtumas;
ε – dielektrinė skvarba;
$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}$ – santykinė efektyvioji dielektrinė skvarba;
θ – fazės kampas;
λ – bangos ilgis;

μ – magnetinė skvarba;
σ – elektrinis laidumas;
φ – elektrinio lauko potencialas;
$\varphi(\omega)$ – dažninė fazės charakteristika;
ω – kampinis dažnis;
∇^2 – Laplaso operatorius;
$[A]$ – koeficientų retoji matrica;
$[A]^{-1}$ – atvirkštinė koeficientų matrica;
$[B]$ – žinomų mazgų verčių vektorius, magnetinių indukcijų matrica;
$[D]$ – elektrinių indukcijų matrica;
$[E]$ – elektrinio lauko stiprių matrica;
$[H]$ – magnetinio lauko stiprių matrica;
$[\varphi]$ – potencialų matrica;
$[X]$ – nežinomų mazgų verčių vektorius.

Santrumpos

BBV – bėgančios bangos vamzdžiai;
BS metodas – baigtinių skirtumų metodas;
BSLS metodas – baigtinių skirtumų laiko srities metodas;
DACh – dažninė amplitudės charakteristika;
DFCh – dažninė fazės charakteristika;
DL – daugialaidė linija;
DLM – daugialaidžių linijų metodas;
DML – daugialaidė mikrojuostelinė linija;
LĮ – lėtinimo įtaisas;
LS – lėtinimo sistema;
LKS – lėtinimo ir kreipimo sistema;
MMVL – meandrinė mikrojuostelinė vėlinimo linija;
MPL – mikrojuostelinė perdavimo linija;
MOM – momentų metodas;
TEM – (angl. *transverse electromagnetic wave*) skersinė elektromagnetinė banga;
VL – vėlinimo linija.

Turinys

ĮVADAS 1
Problemos formulavimas 1
Darbo aktualumas 2
Tyrimų objektas 3
Darbo tikslas 3
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. LĖTINIMO ĮTAISŲ SANDAROS IR ANALIZĖS METODŲ APŽVALGA 7
1.1. Lėtinimo įtaisai ir jų taikymo sritys 7
1.1.1. Lėtinimo įtaisų sandara ir konstrukcijos 8
1.1.2. Lėtinimo įtaisų panaudojimo sritys 10
1.1.3. Lėtinimo įtaisų pagrindiniai parametrai ir jų skaičiavimas 14
1.2. Lėtinimo įtaisų analizės metodai 17
1.2.1. Analitiniai lėtinimo įtaisų analizės metodai 18
1.2.2. Skaitiniai lėtinimo įtaisų analizės metodai 20
1.3. Autoriaus indėlis į problemos sprendimą 24

1.4. Apibendrinimas. Uždavinių formulavimas 24

2. MIKROJUOSTELINĖS PERDAVIMO LINIJOS MODELIŲ SUDARYMAS IR TYRIMAS 27
2.1. Mikrojuostelinės perdavimo linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų metodu .. 28
2.1.1. Elektrinių parametrų apskaičiavimo algoritmas 28
2.1.2. Mikrojuostelinės linijos modelio tyrimas 34
2.2. Mikrojuostelinės perdavimo linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu 40
2.2.1. Skaičiavimų algoritmas 40
2.2.1. Mikrojuostelinės linijos modelio tyrimas 49
2.3. Antrojo skyriaus išvados 53

3. DAUGIALAIDĖS MIKROJUOSTELINĖS LINIJOS MODELIO SUDARYMAS IR TYRIMAS 55
3.1. Susietųjų mikrojuostelinių linijų modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu 56
3.1.1. Susietųjų mikrojuostelinių linijų modelis ir elektrinių parametrų skaičiavimo metodikos 56
3.1.2. Susietųjų mikrojuostelinių linijų modelio tyrimas 59
3.2. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu 69
3.2.1. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos analizės algoritmas 69
3.2.2. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelio tyrimas 72
3.3. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukcinių parametrų sintezės algoritmai 78
3.3.1. Konstrukcinių parametrų sintezės algoritmas 78
3.3.2. Tolygios būdingosios varžos sintezės algoritmas 82
3.3.3. Sintezės algoritmų tyrimas 84
3.4. Trečiojo skyriaus išvados 87

4. MEANDRINĖS MIKROJUOSTELINĖS VĖLINIMO LINIJOS MODELIŲ SUDARYMAS IR TYRIMAS 89
4.1. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu 89
4.1.1. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos analizės algoritmas 90
4.1.2. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelio tyrimas 94
4.2. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelio, grįsto daugialaidės linijos metodu, sudarymas ir tyrimas 97
4.2.1. Dviekranės meandrinės mikrojuostelinės vėlinio linijos tyrimo modeliai ... 97
4.2.2. Dviekranių meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų modeliavimo rezultatai 98
4.3. Tolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos sudarymas ir tyrimas 104

4.3.1. Tolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės linijos modelis 104
4.3.2. Tolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės linijos modelio tyrimas 106
4.4. Ketvirtojo skyriaus išvados 113

BENDROSIOS IŠVADOS 115

LITERATŪRA IR ŠALTINIAI 117

AUTORIAUS MOKSLINIŲ PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS 127

Contents

INTRODUCTION 1
The investigated problem 1
Importance of the thesis 2
The object of research 3
The goal of the thesis 3
The tasks of the thesis 3
Research methodology 3
Importance of scientific novelty 3
Practical significance of achieved results 4
The defended propositions 4
Approval of the results 5
Dissertation structure 6

1. REVIEW OF SLOW-WAVE DEVICES STRUCTURES AND THEIR ANALYSIS METHODS 7
1.1. Scope of applications of slow-wave devices 7
1.1.1. Structure of slow-wave devices 8
1.1.2. Application areas of slow-wave devices 10
1.1.3. Slow-wave devices main parameters ant their calculation 14
1.2. Analysis methods of slow-wave devices 17
1.2.1. Analytical slow-wave devices analysis methods 18
1.2.2. Numerical slow-wave devices analysis methods 20

1.3. Author's contribution to the solution of the problem 24
1.4. Conclusions of the chapter 1 and formulation of thesis tasks 24

2. DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF THE MICROSTRIP LINE MODEL 27
2.1. Investigation of the microstrip line model using finite difference method 28
2.1.1. Calculation algorithm of electrical parameters 28
2.1.2. Investigation of the microstrip line model 34
2.2. Microstrip line model based on finite difference time domain method 40
2.2.1. Calculation algorithm 40
2.2.1. Investigation of the microstrip line model 49
2.3. Conclusions of the chapter 2 53

3. DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF THE MULTICONDUCTOR MICROSTRIP LINE MODEL 55
3.1. Coupled microstrip line model based on finite difference time domain method 56
3.1.1. Coupled microstrip line model and electrical parameters calculation methodology 56
3.1.2. Investigation of the coupled microstrip line model 59
3.2. Multiconductor microstrip line model based on finite difference time domain method 69
3.2.1. Multiconductor microstrip line analysis algorithm 69
3.2.2. Investigation of the multiconductor microstrip line 72
3.3. Synthesis algorithms of the multiconductor microstrip line structure parameters 78
3.3.1. Synthesis algorithm of structure parameters 78
3.3.2. Synthesis algorithm of uniform characteristic impedance 82
3.3.3. Investigation of synthesis algorithms 84
3.4. Conclusions of the chapter 3 87

4. DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF THE MEANDER MICROSTRIP DELAY LINE MODEL 89
4.1. Development and investigation of the meander microstrip delay line model using finite difference time domain method 89
4.1.1. Synthesis algorithm of the two-shielded meander microstrip delay line 90
4.1.2. Investigation of meander microstrip delay line model 94
4.2. Development and investigation of the meander microstrip delay line model using multiconductor line method 97
4.2.1. Investigation model of the meander microstrip delay line 97
4.2.2. Investigation results of the two-shielded meander microstrip delay line model 98
4.3. Development and investigation of uniform characteristic impedance meander microstrip delay line 104
4.3.1. Model of uniform characteristic impedance meander microstrip delay line 104

4.3.2. Investigation of uniform characteristic impedance meander microstrip delay line 106
4.4. Conclusions of the chapter 4 113

GENERAL CONCLUSIONS 115

REFERENCES 117

LIST OF THE AUTHOR'S SCIENTIFIC PUBLICATIONS RELATED TO THE TOPIC OF DISSERTATION 127

Įvadas

Problemos formulavimas

Periodinės ar kvazi-periodinės sandaros elektrodinaminių lėtinimo sistemų (LS) modeliavimui plačiausiai naudojamas daugialaidžių linijų (DL) metodas. Šis metodas leidžia gauti svarbiausių LS parametrų: lėtinimo koeficiento (arba vėlinimo trukmės) ir būdingosios varžos dažnines priklausomybes. Šiuo atveju žinant į LS siunčiamo signalo dažninį spektrą, taikant atvirkštinę Furjė (angl. *Fourier*) transformaciją, galima gauti signalo LS išėjime formą ir tokiu būdu įvertinti signalo iškraipymus.

Didžiausias DL metodo privalumas – palyginus nedideli reikalavimai kompiuterio ištekliams įgyvendinant tam tikros LS matematinį modelį kompiuterine programa. DL metodo trūkumas – LS šiuo atveju traktuojama kaip begalinė, taigi neįvertinamas LS galinių laidininkų netolygumas. Taip pat sudėtinga įvertinti LS sudarančių laidininkų kraštus jungiančių jungiklių įtaka LS elektrinėms charakteristikoms.

Taikant LS modeliavimui skaitinius baigtinių skirtumų (BS) ir baigtinių skirtumų laiko srities (BSLS) metodus galima tiksliai įvertinti ir baigtinį LS dydį (galinių laidininkų efektą) ir jungiklių įtaką (kraštų efektą) LS savybėms. Laiko srities metodo trūkumai: a) sudėtinga sudaryti idealiai sugeriančias ribines sąly-

gas; b) dideli poreikiai kompiuterio išteklių (ypač procesoriaus darbo laiko ir atminties talpos).

Disertacijoje sprendžiama LS kraštinių ir galinių laidininkų įtakos modelių tikslumui įvertinimo problema.

Darbo aktualumas

Lėtinimo sistemos plačiai taikomos įvairios paskirties mikrobangų įtaisuose: antenose, filtruose, faziniuose keitikliuose ir šakotuvuose, vėlinimo linijose, analoginio signalų apdorojimo įtaisuose ir kt. Šiose sistemose dažniausiai taikomos spiralinės arba meandrinės sandaros LS, kurių tyrimui taikomi analitiniai, skaitiniai arba hibridiniai metodai.

Lėtinimo sistemų projektavimas prasidėjo nuo analitinių metodų panaudojimo, t. y. grandinių ir ilgųjų linijų teorijos taikymo ir nuo XX a. aštunto dešimtmečio, atsiradus didiesiems kompiuteriams (angl. *mainframe computers*), prasidėjo intensyvesni LS tyrimai. Analitiniais metodais buvo nagrinėjamos paprastesnės LS konstrukcijos, be to nebuvo atsižvelgiama į daugelį fizikinių veiksnių. Sukurti skaitiniai metodai leidžia nagrinėti sudėtingų konstrukcijų LS, tačiau, dėl mažų tuometinių skaičiavimo pajėgumų, ilga sprendimo trukmė leido analizuoti tik palyginti mažas, nesudėtingas struktūras. Šių struktūrų analizė leido sukurti naujus modelius ir skaitinius metodus, leidžiančius greičiau ir tiksliau įvertinti LS charakteristikas. Pirmieji komerciniai elektromagnetinių laukų sprendimo ir LS projektavimo programų paketai sukurti po kelių dešimtmečių, paplitus darbo stotims ir asmeniniams kompiuteriams. XX a. pabaigoje spartesni kompiuteriai ir efektyvesnė programinė įranga leido optimizuoti planarines LS struktūras. Pastaraisiais metais LS analizei bei sintezei pradėti taikyti hibridiniai metodai – kelių metodų kombinacija (dirbtinių neuronų tinklų, neraiškiosios logikos, analitinių ir skaitinių metodų).

Tenkinant telekomunikacijų, signalų apdorojimo ir kitų mokslo ir pramonės sričių poreikius nuolat kuriamos naujos elektronines sistemos, veikiančios vis aukštesnio dažnio radijo bangų diapazone, dėl šios priežasties būtina tobulinti LS ir jų struktūrų modelius. Kuriant naujus LS modelius būtina atsižvelgti į šiose sistemose taikomų lėtinimo įtaisų konstrukcijų netolygumus, dėl kurių susidaro nepageidaujami signalų atspindžiai, kurių pasekmė – siaurėja lėtinimo sistemos ir viso įtaiso, kuriame jos naudojamos, darbo dažnių sritis. Todėl tikslinga ieškoti naujų lėtinimo sistemų konstrukcijų, leidžiančių praplėsti darbo dažnių sritį bei sumažinti šioje sistemoje esančius nepageidaujamus signalų atspindžius.

Skaičiavimo technikos pajėgumai ir galimybės nuolat didėja, tačiau esamos LS analizės bei sintezės metodikos ir algoritmai neleidžia greitai ir efektyviai surasti lėtinimo sistemų parametrus. Todėl yra aktualu ieškoti naujų automati-

zuoto lėtinimo sistemų analizės bei sintezės metodų, leidžiančių sumažinti šių sistemų projektavimo trukmę.

Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas – daugialaidžių ir meandrinių mikrojuostelinių linijų matematiniai modeliai.

Darbo tikslas

Šio darbo tikslas – sukūrus modelius, grįstus baigtinių skirtumų laiko srities metodu, ištirti galinių ir kraštinių laidininkų netolygumų įtaką meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų laiko ir dažnio charakteristikoms, pasiūlyti meandrinių vėlinimo linijų konstrukcijų tobulinimo priemones.

Darbo uždaviniai

Tikslui pasiekti darbe reikia spręsti šiuos uždavinius:

1. Sudaryti modelius ir ištirti pavienės, susietųjų ir daugialaidžių mikrojuostelinių linijų laiko ir dažnines charakteristikas, taikant baigtinių skirtumų bei baigtinių skirtumų laiko srities analizės metodus.
2. Sudaryti tolygios būdingosios varžos daugialaidžių mikrojuostelinių linijų sintezės ir meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų analizės algoritmus bei jų laiko ir dažninių charakteristikų skaičiavimo metodikas.
3. Imitacinių skaičiavimų būdu patikrinti siūlomų LS parametrų skaičiavimo metodų veiksmingumą ir efektyvumą.

Tyrimų metodika

Darbe taikomi elektrodinaminio uždavinio sprendimo metodai, pritaikyti lėtinimo sistemų analizei ir sintezei – tai daugialaidžių linijų, skaitiniai laiko ir dažnio srities metodai. LS kompiuteriniai modeliai ir sukurtieji algoritmai įgyvendinti naudojant programavimo kalbą C, C++, taip pat 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 svarbūs nauji rezultatai:

1. Sukurti baigtinių išmatavimų mikrojuostelinių perdavimo struktūrų modeliai, grįsti baigtinių skirtumų ir baigtinių skirtumų laiko srities metodais, bei ištirtos šių struktūrų elektrinės charakteristikos plačiame dažnių ruože.
2. Taikant daugialaidžių linijų, baigtinių skirtumų ir baigtinių skirtumų laiko srities metodus, sukurti ir įgyvendinti algoritmai, leidžiantys ištirti meandrinių lėtinimo sistemų (LS) galinių laidininkų įtaką dažninėms charakteristikoms, kurių rezultatai panaudoti meandrinės tolygios būdingosios varžos LS sintezei.
3. Sudarytas meandrinės mikrojuostelinės lėtinimo sistemos matematinis modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu, leidžiantis įvertinti LS kraštinių ir galinių laidininkų netolygumų įtaką sistemos dažninėms charakteristikoms.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Sudarytos analizės ir sintezės skaičiavimo metodikos, leidžiančios projektuoti lėtinimo sistemas, įvertinant sistemose esančius netolygumus – galinių ir kraštinių laidininkų įtaką LS savybėms. Sudaryti daugialaidžių linijų bei baigtinių skirtumų laiko srities metodais grįsti lėtinimo sistemų dažninių charakteristikų skaičiavimo algoritmai, leidžiantys sumažinti LS projektavimo proceso trukmę. Sudarytieji modeliai ir pasiūlytieji algoritmai įgyvendinanti naudojant C, C++ programavimo kalbas bei programų sistemą Matlab® ir yra taikytini automatizuotose vėlinimo linijų projektavimo sistemose, siekiant padidinti analizės tikslumą ir pagerinti projektuojamų įtaisų charakteristikas.

Ginamieji teiginiai

1. Sudarytasis meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu, leidžia įvertinti elektromagnetinio lauko sklaidos kraštiniuose ir galiniuose laidininkuose įtaką analizuojamų linijų charakteristikoms ir atskleidė, kad galinių ir reguliariosios srities strypų būdingoji varža gali skirtis daugiau negu 15 %.
2. Pasiūlytasis daugialaidžių mikrojuostelinių linijų sintezės algoritmas leidžia suprojektuoti liniją, kurios signalinių laidininkų būdingosios varžos vertės skiriasi mažiau negu 1 %.
3. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos, suprojektuotos pagal tolygios būdingosios varžos daugialaidės linijos modelį, pralaidumo juosta iki 20 % platesnė negu linijos, suprojektuotos pagal periodinės daugialaidės linijos modelį.

4. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos, veikiančios sinfazinių arba priešfazinių normaliųjų bangų režimu, visais laidininkais sklindančių signalų vėlinimo trukmė skiriasi mažiau negu 1 % plačiame dažnių diapazone.

Darbo rezultatų aprobavimas

Disertacijos tema yra atspausdinti 7 moksliniai straipsniai: trys – mokslo žurnaluose, įtrauktuose į ISI Web of Science sąrašą (Pomarnacki *et al.* 2010; Krukonis, Urbanavičius 2011; Krukonis *et al.* 2013); trys – mokslo žurnaluose, cituojamuose Lietuvos mokslų tarybos patvirtintose duomenų bazėse (Krukonis *et al.* 2010 – 2012), vienas – recenzuojamoje tarptautinės konferencijos medžiagoje (Krukonis, Urbanavičius 2012).

- Pomarnacki, R.; Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2010. Parallel Algorithm for the Quasi-TEM Analysis of Microstrip Multiconductor Line, keturioliktoji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2010*“. Vilnius, 2010 m. gegužės 18–20 d.
- Krukonis, A. 2010. Tolygaus charakteringojo impedanso mikrojuostelinės daugialaidės linijos sintezės algoritmas, tryliktoji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2010 m. kovo 19 d.
- Krukonis, A. 2011. Mikrojuostelinių perdavimo linijų dispersinės savybės, keturioliktoji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2011 m. kovo 19 d.
- Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2011. Unclosed Microstrip Line Modelling Using FDTD Method, penkioliktoji tarptautinė konferencija „*Elektronika 2011*“. Vilnius, 2011 m. gegužės 17–19 d.
- Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2011. MMCL Model Development Using FDTD Technique, tarptautinis seminaras „*Microwave and Light-Wave Systems*“. Vilnius, 2011 m. gruodžio 2 d.
- Krukonis, A.; Mikučionis, Š. 2012. Susietųjų linijų nevienalytėje terpėje modelis, grįstas BSLS metodu, penkioliktoji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2012 m. kovo 16 d.
- Krukonis, A., Urbanavičius, V. 2012. Multiconductor microstrip line modelling using FDTD method. XXII International Conference on Electromagnetic Disturbances „*EMD2012*“. Vilnius, 2012 m. rugsėjo 20–21 d.
- Krukonis, A. 2013. Impedanso netolygumo įtaka meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų charakteristikoms, šešioliktoji respublikinė Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „*Mokslas – Lietuvos ateitis*“. Vilnius, 2013 m. kovo 15 d.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, keturi skyriai, kitų autorių ir autoriaus literatūros sąrašai, bendrosios išvados.

Darbo apimtis yra 128 puslapiai, tekste panaudota 70 numeruotų formulių, 53 paveikslai ir 18 lentelių. Rašant disertaciją buvo panaudota 115 literatūros šaltinių.

1

Lėtinimo įtaisų sandaros ir analizės metodų apžvalga

Šiame skyriuje apžvelgiamos lėtinimo įtaisų konstrukcijos, jų taikymo sritys, vystymosi tendencijos bei sprendžiamos lėtinimo įtaisų tyrimo ir projektavimo problemos. Nagrinėjami skaitiniai, analitiniai, hibridiniai analizės metodai ir jų taikymas lėtinimo įtaisų projektavimo uždaviniams spręsti, formuluojamas disertacinio darbo tikslas ir uždaviniai.

1.1. Lėtinimo įtaisai ir jų taikymo sritys

Lėtinimo įtaisas (LĮ) – tai įtaisas, kuriame elektromagnetinės bangos sklidimo greitis v_f daug mažesnis už šviesos greitį vakume c_0 ir bendruoju atveju tokio įtaiso paskirtis yra elektromagnetinės bangos uždelsimas tam tikrai laiko trukmei (Vainoris 2004). LĮ plačiau pradėti nagrinėti nuo XX a. penktojo dešimtmečio pradžios, kai buvo sukurta bėgančiosios bangos elektroninio vamzdžio sistema. Lietuvoje LĮ tyrimus pradėjo prof. Vainorio vadovaujama mokslininkų grupė, kuri sukūrė vieningą LĮ analizės teoriją, ištyrė ir palygino daugelio LĮ charakteristikas ir savybes (Вайнорис *et al.* 1986). Prie elektrodinaminių LĮ tyrimo ir jų taikymo elektroniniuose įtaisuose problemų sprendimo daug prisidėjo profesoriai S. Štaras, R. Kirvaitis, L. Nickelson, R. Martavičius, J. Skudutis,

V. Urbanavičius, docentai A. Gurskas, A. Jurjevas, V. Daškevičius, R. Pamarnacki, A. Katkevičius ir kiti. LĮ teoriniai ir eksperimentiniai tyrimai, jų gamybos ir taikymo problemos apibendrintos monografijoje (Štaras *et al.* 2012).

1.1.1. Lėtinimo įtaisų sandara ir konstrukcijos

Bendruoju atveju elektromagnetinė banga lėtinimo įtaisuose sklinda laidininkų ir dielektrikų visumoje. Atsižvelgus į dielektrinės terpės sandarą LĮ gali būti vienalyčiai arba nevienalyčiai, pagal laidininkų išsidėstymo reguliarumą – periodiniai arba neperiodiniai. Pagal taikymo sritis LĮ galima klasifikuoti į lėtinimo sistemas (LS), lėtinimo ir kreipimo sistemas (LKS), vėlinimo linijas (VL) ir kitus lėtinimo įtaisus.

Mikrobanginių virpesių stiprintuvuose ir generatoriuose plačiai taikomos bėgančiosios ir atbulinės bangos elektroninių lempų sistemos, kuriose elektronų pluoštas sąveikaudamas su LS elektromagnetinės bangos, sklindančios šiek tiek lėčiau negu elektronai, elektriniu lauku, įgauna papildomos energijos. Bėgančiosios ir atbulinės bangos lempose taikomos spiralinės, meandrinės, simetrinės ir nesimetrinės lėtinimo sistemos (Štaras, Skudutis 1999; Sroka 2003). Šios lempos paverčia nuolatinę elektros srovės energiją į aukšto dažnio virpesių energiją, o ši transformacija pasiekiama panaudojant lėtinimo įtaisą, kuris sukuria elektrinį lauką su stipria išilgine komponente, lygiagrečia elektronų judėjimo krypčiai. Nanosekundinių ir pikosekundinių impulsų bei kitų plataus dažninio spektro signalų registravimui ir stebėjimui naudojami oscilografiniai bėgančiosios bangos vamzdžiai (BBV). Šiuose vamzdžiuose elektronų spindulys kreipiamas elektromagnetinės bangos, sužadinamos lėtinimo ir kreipimo sistemoje, skersiniu elektrinio lauko sandu. BBV plačiai praleidžiamųjų dažnių juostai užtikrinti LKS elektromagnetinės bangos greitis turi sutapti su elektronų spindulio greičiu. Kaip LKS gali būti taikomi tik nulinio krizinio dažnio LĮ, pvz. mikrojuostelinės linijos, spiralinės ir meandrinės sistemos (Štaras, Burokas 2006; Daškevičius *et al.* 2007).

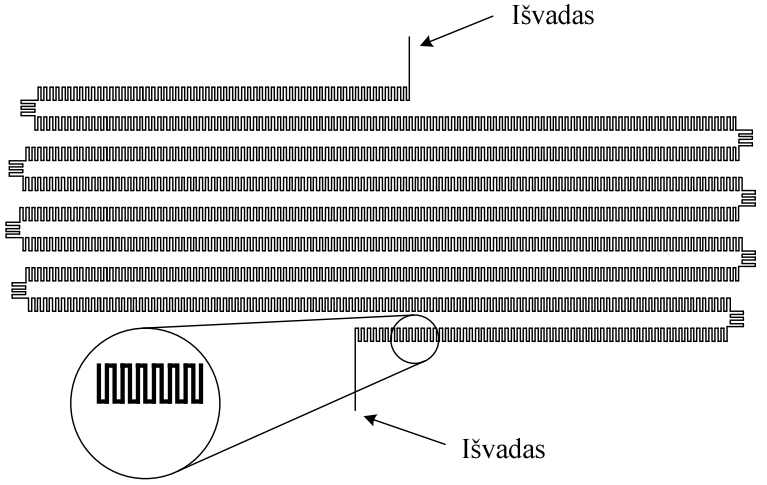
Plačia praleidžiamųjų dažnių juosta turi pasižymėti taip pat ir vėlinimo linijos. VL paskirtis – uždelsti ja sklindantį signalą nustatytai trukmei, ženkliai neiškraipant delsimo signalo. Šiam tikslui pasiekti VL dažninės amplitudės charakteristikos (DACh) netolygumas signalo spektro ribose neturi viršyti 3 dB, o vėlinimo trukmės dispersija turi būti tokia, kad dažninės fazės charakteristikos nukrypimas nuo tiesinės aukščiausiuose dažniuose neviršytų 0,35 radiano (Вайнрис *et al.* 1986).

Iš kitų lėtinimo įtaisų panaudojimo atveju galima išskirti planarinės konstrukcijos LĮ panaudojimą antenose, filtruose, rezonatoriuose, dispersinėse sistemose. Planariniai LĮ – tai plokščios konstrukcijos lėtinimo įtaisai, gaminami pagal integrinių grandynų technologijas. Šia technologija lengvai suformuojama

įvairių konstrukcijų meandriniai, juosteliniai bei mikrojuosteliniai lėtinimo įtaisai. Paskutiniame dvidešimtmetyje mažos galios elektronikos įtaisuose plačiausiai naudojamos meandrinės ir kitokios planarinės lėtinimo sistemos. Tokių įtaisų konstrukcija santykinai nesudėtinga: įtaisą sudaro meandro formos laidininkas, suformuotas ant vienos dielektrinio pagrindo pusės, ir ištisinis laidus ekranas, esantis ant kitos dielektrinio pagrindo pusės. Sudėtingesnės yra daugiasluoksnių planarinių LĮ gamybos technologijos (Hu, Xu 2009). Skirtingų konfigūracijų meandrinės lėtinimo įtaisai pateikti (Kirvaitis 1994; GaWon *et al.* 2008) darbuose.

Atradus aukštatemperatūrius superlaidininkus (angl. *high temperature superconductors – HTS*), atsirado galimybė sukurti miniatiūrinius lėtinimo įtaisus su labai plačia praleidžiamųjų dažnių juosta. Nuo 1986 m. padidėjo susidomėjimas ir darbų gausa su šių laidininkų pritaikymu įvairiuose lėtinimo įtaisuose (Liang et al. 1993; Yi *et al.* 2004). Didžiausias superlaidžių medžiagų pranašumas yra mažas jų paviršiaus pasipriešinimas, pasireiškiantis žemiau pereinamosios temperatūros. Tai leidžia gaminti aukštos kokybės planarinius lėtinimo įtaisus. 1.1 paveiksle pateiktas vienas iš aukštos temperatūros superlaidininkinės vėlinimo linijos struktūrų eskizas.

Signalas susilpnėja sklisdamas perdavimo linija, dėl nuostolių laidininke ir dielektrike. Superlaidžiosios perdavimo linijos leidžia išvengti didesnio signalo



1.1 pav. Aukštatemperatūrio superlaidininko dvigubos meandrinės vėlinimo linijos struktūros eskizas (Tiong *et al.* 2008)
Fig. 1.1 The geometry of high temperature superconductor double spiral meander delay line (Tiong *et al.* 2008)

susilpnėjimo. Šias linijas galima suskirstyti į meandrines linijas, dvigubas spiralines linijas ir vienetinės ląstelės struktūras. Superlaidžiosios vėlinimo linijos gali būti pritaikytos karinėje elektronikoje ir radarų sistemose, tokiose kaip momentinio dažnio matavimo posistemėse, dažniu moduliuotos nepertraukiamos bangos (angl. *Frequency modulated continuous wave – FMCW*) radaruose bei kitose signalo saugojimo ir apdorojimo sistemose (Tiong *et al.* 2008). Magnetiškai perderinami superlaidieji rezonatoriai ir filtrai pasižymi žemais įėjimo nuostoliais ir aukštu perderinimu. Šių įtaisų kūrimui reikalingi programiniai įrankiai, kurie leidžia tiksliai modeliuoti struktūras atsižvelgiant į laidininko ir dielektrinio sluoksnio nuostolius, pagrindo anizotropija, ypač aukštos temperatūros superlaidininkų sluoksnių mikrobangų charakteristikas ir įmagnetinto ferito anizotropiją (Kolmakov *et al.* 2002).

Atsiradus dirbtiniams dielektrikams (metamedžiagoms), nuo pirmųjų darbų (Eleftheriades *et al.* 2002; Lai *et al.* 2004) kilo susidomėjimas dėl jų pritaikymo mikrobangų įtaisuose. Metamedžiaginiai dielektrikai turi natūraliai gamtoje esančiose medžiagose neatsirandančias elektromagnetines savybes, pavyzdžiui: neigiama skvarba. Metamedžiaginės vėlinimo linijos skirtos dirbti plačiame dažnių ruože su mažais įėjimo nuostoliais ir leidžia kontroliuoti vėlinimo trukmę keičiant valdymo įtampą (Chen *et al.* 2006; Wenjia, Hongjoon 2009). Darbuose (Abielmona *et al.* 2007; Borja *et al.* 2011) autoriai pademonstravo dešininės/kairinės vėlinimo linijas ir kooplanarinę perdavimo liniją, kurios dirba plačiame dažnių ruože. Pritaikius šio tipo LĮ antenose, gaunamas platesnis praleidžiamųjų dažnių diapazonas, didesnis efektyvumas ir geresnis suderinamumas (Niu 2010).

Apibendrinus galima teigti, kad kuriant įvairios sandaros planarinius LĮ plačiai naudojami naujausi dielektrikai ir laidininkai. Pažymėtina, kad lėtinimo įtaisuose naudojami ne tik vienalyčiai dielektrikai, tačiau ir jų sluoksnių bei formų kombinacijos (Nara, Koshiji 2006; Horii *et al.* 2005).

1.1.2. Lėtinimo įtaisų panaudojimo sritys

Plataus dažnių spektro $\left(\Delta f > 1\ \text{GHz}\right)$ ir didelės galios $\left(P > 50\ \text{W}\right)$ mikrobangų virpesiams generuoti ir stiprinti plačiai taikomos bėgančiosios ir atbulinės bangos elektroninės lempos, kurių veikimas grįstas LS elektrinio lauko savybėmis. Bėgančiosios ir atbulinės bangos lempos šiuo metu naudojamos komercinėje bei karinėje elektronikoje, matavimo įtaisuose, radarų sistemose (Manz 2009).

LS iš neįprasto pritaikymo pavyzdžių galima paminėti elektromagnetinę patranką, kurios modeliavimas, atskirų konstrukcijos elementų tobulinimas šiuo metu intensyviai vykdomas daugelyje šalių (Ulisse *et al.* 2012; Pinto *et al.* 2011; Yu-xiang *et al.* 2012). Karo pramonės elektroninės apsaugos (angl. *electronic counter measures*) ir elektroninio karo (angl. *electronic warfare*) sistemose tai-

komos bėgančios ir atbulinės bangos lempos, kurios veikia plačiame dažnių diapazone ir yra didelės galios: 200 W, 6–18 GHz bei 80 W, 18–40 GHz (Trani, Antoine 2012). Šiose sistemose, taip pat pilotuojamuose ir bepiločiuose lėktuvuose taikomų bėgančios ir atbulinės bangos lempos reikalavimai: minimalūs matmenys ir svoris, didelis efektyvumas, veikimas didesniame dažnių ir temperatūros ruože bei veikimas dideliame aukštyje.

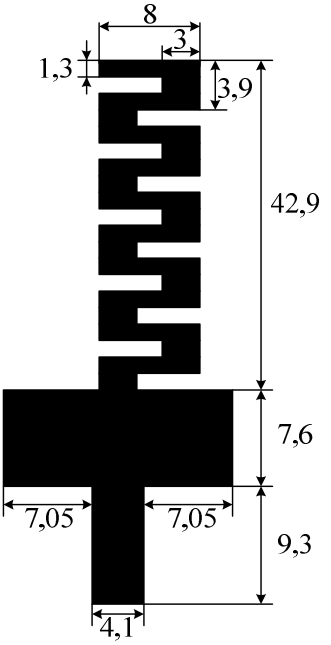
Bėgančios ir atbulinės bangos lempos panaudojamos komercinėse palydovinėse komunikacijų sistemose: antžeminėse komunikacijų sistemose ir palydovuose. Ilgaamžiškumas (tarnavimo laikas didesnis nei 20 metų), mažas energijos suvartojimas, didelis patikimumas, efektyvumas ir atsparumas perkrovoms – svarbūs bėgančios ir atbulinės bangos lempos parametrai tokiose sistemose. Šioms sistemoms skirtas bėgančios ir atbulinės bangos lempas gamina Thales įmonė, kuri užima didelę rinkos dalį (Coaker, Challis 2008).

Bėgančios ir atbulinės bangos lempos taikomos submilimetrinių bangų ir THz dažnio ruožo stiprintuvuose, generatoriuose, siekiama sukurti konstrukcijas, kurios leistų aparatūrai veikti stabiliai platesniame dažnio diapazone (Kotiranta *et al.* 2010; Huarong *et al.* 2013).

Nors bėgančios ir atbulinės bangos lempos šiuo metu yra plačiai taikomos, tačiau lieka spręstinų ir tobulintinų klausimų. Tai rodo gausa straipsnių, kuriuose nagrinėjamos bėgančios ir atbulinės bangos lempos spiralinio laidininko struktūros įtaka dažninėms charakteristikoms (Štaras, Burokas 2006), atskirų bėgančios ir atbulinės bangos lempos struktūros elementų tobulinimas (Yanyan *et al.* 2012; Wujian *et al.* 2012), galios didinimas 18–40 GHz darbo dažnių diapazone (Chong *et al.* 2012) ir kt.

Planariniai meandriniai lėtinimo įtaisai yra plačiausiai taikomi antenose, kurios naudojamos mažų gabaritinių matmenų ir mobiliuose įrenginiuose. Šios antenos vis daugiau taikomos belaidžio lokalaus tinklo (angl. *wireless local area network – WLAN*) sistemose, saugumo ir kontrolės įrenginiuose, kuriuose naudojamos identifikavimo radijo bangomis sistemos (angl. *radio frequency identification – RFID*) (Bentaher *et al.* 2011). Antenos dydis efektyviai sumažinamas antenos dipoliui panaudojant meandro formos laidininką, todėl tokio tipo antenos integruojamos didelio integracijos laipsnio ir mažų gabaritų sistemose, be to šias antenos patrauklios dėl kompaktiško dydžio, žemo profilio, lengvos gamybos ir mažos kainos. Meandrinių antenų rezonansinis dažnis mažesnis nei tokio paties ilgio pasyvinių antenų. Nuo meandrų kilpų skaičiaus priklauso antenos efektyvumas, o nuo tarpo tarp meandrų priklauso rezonansinis antenos dažnis – didėjant tarpui, rezonansinis dažnis sumažėja (Ambhore, Dhande 2012). Nors meandrinės antenos praleidžiamųjų dažnių juosta siauresnė nei ištisos antenos, tačiau jos turi ir kitą privalumą – tai dviguba dažnio pralaidumo juosta (Jahanbakhshi *et al.* 2012). Šiuo metu siekiama sukurti įvairias meandrinių antenų konstrukcijas, kurios dirbtų viename ar keliuose dažnių diapazonuose ir turėtų

mažus grįžtamuosius nuostolius. Darbe (Misman *et al.* 2008) pristatoma lokalaus belaidžio tinklo antena, veikianti 2,4 GHz dažnio diapazone (1.2 pav.). Ši antena turi 80 MHz pralaidumo juosta ir mažus grįžtamuosius nuostolius: –37,7 dB. Intensyviai tobulinamos dvigubos praleidžiamųjų dažnių juostos meandrinių antenų konstrukcijos, darbe (Jamil *et al.* 2011) pristatoma didelio duomenų pralaidumo ir plačios dvigubos praleidžiamųjų dažnių juostos antena: 2,291–2,553 GHz ir 5,141–5,874 GHz.



1.2 pav. Planarinės meandrinės 2,4 GHz antenos struktūra ir matmenys milimetrais (Misman *et al.* 2008)
Fig. 1.2 Layout with dimensions of planar meander 2.4 GHz antenna (Misman *et al.* 2008)

LĮ panaudojami ne tik kaip pačios antenos dalis, bet ir pagal savo tiesioginę paskirtį antenų gardelėse (angl. *antenna array*). Antenų gardelių sistemos naudojamos radaruose ir komunikacijų sistemose dėl jų ultra plačiajuostiškumo (angl. *ultra wideband – UWB*), kryptingumo diagramos reguliavimo elektroniniu būdu, didelio signalo triukšmo santykio. Tokiose sistemose svarbus plačiajuosčio LĮ, veikiančio nuo 15 iki 40 GHz dažnių ruože, įgyvendinimas. LĮ bandyta įgyvendinti naudojant optines (Tur 2009), mikroelektromechanines (Kim *et al.* 2001) priemones, kurios leido pasiekti tinkamą vėlinimą, tačiau yra didelių matmenų ir reikalauja papildomų apdorojimo procesų. Panaudojat metalo oksido

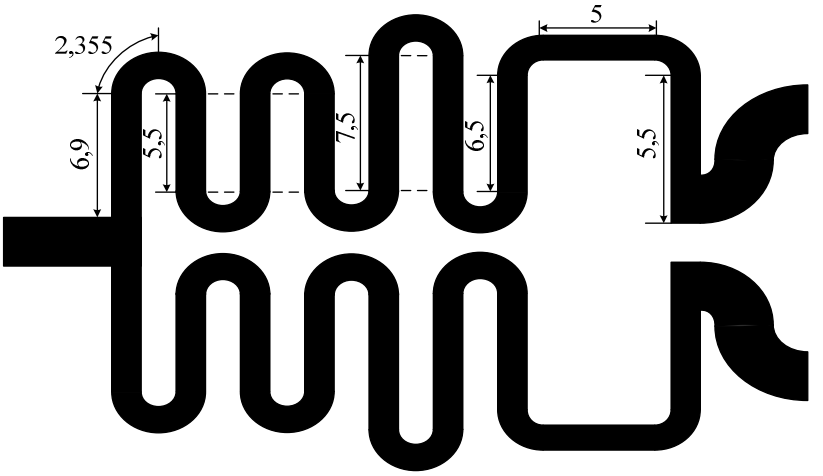
puslaidininkius (angl. *complementary metal oxide semiconductor – CMOS*) su meandrine struktūra sumažinami LĮ gabaritai ir gaunamas norimas vėlinimo laikas (Sanggu, Sanggeun 2013).

Kitą planarinių meandrinių įtaisų grupę sudaro filtrai, kurie taikomi ultra plačiajuosčiuose arba kelių veikimo dažnių komunikacijos įrenginiuose. Nuo XXI a. kilo susidomėjimas įvairių juostinių ir užtvarinių filtrų kūrimu ir jų konstrukcijų matmenų mažinimu. Norint sukurti mikrobangų filtrą reikia atsižvelgti į daugybę parametrų: centrinį pralaidumo juostos dažnį, pralaidumo juostos plotį ir pralaidumo juostas, esančias keliuose skirtinguose dažnių ruožuose. Dviejų pralaidumo juostų filtrai įgyvendinami skirtingomis konstrukcijomis: taikant vienodos pilnutinės varžos rezonatorius, žiedinius pilnutinės varžos rezonatorius, meandrinius kilpinius rezonatorius, asimetrinius rezonatorius, daugiasluoksnines susietąsias struktūras, daugialaidės mikrojuostelines linijas (Marimuthu *et al.* 2013) ir kt. Darbe (Maleki, Dousti 2012) pristatomas kompaktiškas dviejų juostų juostinis filtras, sukurtas panaudojant meandrinius kilpos rezonatorius. Šis filtras dirba dviejuose 1,8 ir 2,4 GHz dažnių ruožuose, turi gerą selektyvumą, 30 % procentų mažesnį dydį nei kiti dviejų juostų filtrai. Meandriniai laidininkai taip pat naudojami projektuojant filtrus su plačia užtvarine dažnių juosta. (Ghazali, Pal 2012) darbe aptariamas filtras, kuris pasižymi plačia slopinimo juosta iki 18 GHz ir praleidžiantis tik 5,725–5,825 GHz dažnių ruožą. Parodoma, kaip nuo meandrinių laidininkų skaičiaus bei konfigūracijos (laidininko pločio, tarpo tarp laidininkų ir atstumo tarp meandrų) priklauso praleidžiamų dažnių ruožas ir skaičius – galima sudaryti vieno, dviejų ir trijų praleidžiamųjų ruožų filtrą.

Šiuo metu dėl didesnio kiekio naudojamų belaidžių duomenų perdavimo įrenginių, atsiranda poreikis stebėti aplinkos elektromagnetinių bangų spektrą realiuoju laiku. Tai daroma naudojant realaus laiko skaitmeninius arba analoginius signalo apdorojimo būdus. Žemuose dažniuose patrauklesni skaitmeniniai įtaisai dėl jų mažo dydžio, žemos kainos, patikimumo. Tačiau aukštuose dažniuose (milimetrų eilės, pvz., 60 GHz) nukenčia skaitmeninių įtaisų veikimo efektyvumas, didėja skaitmeninių analoginių (ir atvirkščiai) keitiklių kaina bei suvartojamos energijos kiekis. Kaip alternatyva tokiuose aukštuose dažniuose galima taikyti analoginius įtaisus ir sistemas signalų realiuoju laiku apdorojimui. Tokie įtaisai ir sistemos veikia realiuoju laiku, nereikalauja papildomų duomenų buferių, palyginus nebrangūs ir sunaudoja mažiau energijos. Pagrindinis šių analoginių įtaisų elementas yra dispersinis LĮ, pvz., meandrinė vėlinimo linija. Plačiajuostis signalas sklisdamas šiose linijose išplečiamas laike, kadangi skirtingos signalo spektro komponentės keliauja skirtingu greičiu. Pasinaudojant šia savybe plačiajuostis signalas gali būti apdorotas realiuoju laiku (Qingfeng *et al.* 2013). LĮ dispersines savybės galima pritaikyti realaus laiko Furjė ir atvirkštinei Furjė transformacijai (Gupta, Caloz 2010), loginėse periodinėse antenose dispersijai

kompensuoti (Gupta, Caloz 2011), realaus laiko spektro analizatoriuose (Nikfal *et al.* 2011).

Planarinės meandro formos linijos taip pat naudojamos projektuojant fazės keitiklius ir signalų šakotuvus, taikomus komunikacijų sistemose ar monolitiniuose mikrobangų integriniuose grandynuose. Darbe (Taufiqqurrachman 2012) pristatomas Wilkinson šakotuvas (1.3 pav.) veikiantis 456 MHz dažnyje. Šį šakotuvą sudaro dvi meandrinės linijos, suderinančios įėjimą ir išėjimus. Pasiūlytos konfigūracijos šakotuvo dydis mažesnis ir efektyvesnis nei tradicinės struktūros Wilkinson šakotuvų, sudarytų iš paskirstytų parametrų elementų.



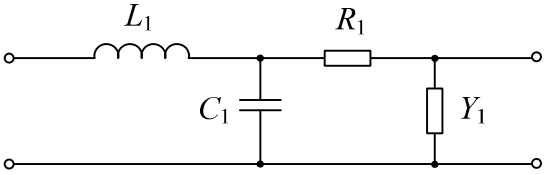
1.3 pav. Wilkinson galios daliklio eskizas, matmenys nurodyti milimetrais (Taufiqqurrachman 2012)
Fig. 1.3 Layout with dimensions in millimeters of Wilkinson power divider (Taufiqqurrachman 2012)

Apibendrinant galima teigti, kad šiuo metu yra labai daug lėtinimo įtaisų ar jų pagrindų veikiančių sistemų taikymo sričių. Kuriant naujas elektronines sistemas tenka tobulinti LĮ ar jų struktūrų modelius, kadangi naudojami ir kuriami vis aukštesnio dažnio komunikacijų prietaisai.

1.1.3. Lėtinimo įtaisų pagrindiniai parametrai ir jų skaičiavimas

Lėtinimo įtaisų konstrukciniai matmenys didesni už juose sklindančias elektromagnetines bangas, todėl šių linijų projektavimui bei analizei panaudojamos grandinių ir ilgųjų linijų teorijos. Ilgoji linija vadinama elektrine grandine, sudaryta iš dviejų ar daugiau laidininkų, atskirtų dielektriku, kai laidininkų ilgis yra vienos eilės arba didesnis už perduodamų virpesių bangos ilgį, o skerspjūvio

matmenys yra daug mažesni už šios bangos ilgį (Vainoris 2004). Ilgosios linijos apibūdinamos pirminiais ilgosios linijos parametrais (ekvivalentinė schema pateikta 1.4 pav.): ilginiu induktyvumu L_1 (apibūdina linijos induktyvumą ilgio vienetui (H/m)), ilgine talpa C_1 (apibūdina linijos talpą ilgio vienetui (F/m)), aktyviąja varža R_1 (apibūdina nuostolius linijos laidininke (Ω/m)) ir aktyviuoju laidžiu Y_1 (apibūdina linijos dielektriko laidumą (S/m)).



1.4 pav. Ilgosios perdavimo linijos ekvivalentinė schema
Fig. 1.4 Transmission line equivalent circuit

Pirminiai ilgosios linijos parametrai priklauso tiktai nuo linijos skerspjūvio matmenų ir laidininkus skiriančių dielektrikų elektrinių ir magnetinių savybių. Dėl skirtingos pirminių parametrų priklausomybės perdavimo linijas galima suskirstyti į: vienalytes arba nevienalytes, pastovių arba kintamų parametrų, tiesines arba netiesines ir idealias arba su nuostoliais.

Ilgosios linijos, kartu su prijungtu elektrovaros šaltiniu bei apkrova, tikslias matematines išraiškas, aprašančias procesus tokioje sistemoje, galima gauti tik taikant Maksvelo (angl. *Maxwell*) lygtis. Sudaromos išraiškos būtų sudėtingos ir ilgosios linijos parametrus būtų galima apskaičiuoti tik taikant skaitinius metodus. Kitas būdas aprašyti ilgojoje linijoje vykstančius procesus – taikant grandinių teorija arba analitinius metodus. Remiantis grandinių teorija, galima gauti tik apytikres formules, įvertinančias skersinių elektromagnetinių bangų (angl. *transverse electromagnetic – TEM*) sklidimą ilgojoje linijoje (Vainoris 2004). Lėtinimo įtaisai, kaip ir ilgosios linijos, gali būti apibūdinamos dažninėmis ir laiko charakteristikomis: elektromagnetinės bangos sklidimo faziniu greičiu, būdingąją varža ir įėjimo varža. Bangos sklidimo fazinis greitis TEM artinio atveju apibūdinamas:

$$v_{\mathrm{f}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}. \tag{1.1}$$

Ilgosiose linijose su nevienalyčiais dielektrikais (pvz., mikrojuostelinės linijos) bangos fazinis sklidimo greitis v_{f} priklauso nuo linijos konstrukcinių parametrų. Linijos būdingoji varža TEM artinio atveju apibūdinama:

$$Z_{\text{B}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\,. \tag{1.2}$$

Būdingoji varža Z_{B} nusako santykį tarp įtampos ir srovės ilgojoje linijoje ir, bendruoju atveju, yra dydis priklausantis nuo linijos laidininko parametrų ir dielektriko, supančio laidininkus, elektrinių ir magnetinių savybių. Dažninė būdingosios varžos priklausomybė apskaičiuojama iš įtampos ir srovės santykio tam tikrame linijos taške:

$$Z_{\text{B}}\left(z,\omega\right) = \frac{U\left(z,\omega\right)}{I\left(z,\omega\right)}, \tag{1.3}$$

čia $U\left(z,\omega\right)$ ir $I\left(z,\omega\right)$ krintančios bangos įtampos ir srovės priklausomybė nuo dažnio tam tikrame taške *z*. Signalai lėtinimo įtaisais sklinda baigtiniu greičiu, t. y. sklinda tam tikro ilgio elektromagnetinė banga. Todėl įtampos ir srovės vertės yra skirtingos skirtinguose LĮ taškuose. Priklausomai nuo taško, kuriame skaičiuojama dažninė būdingosios varžos charakteristika, šis dydis gali būti skirtingai interpretuojamas: jei pasirenkamas įėjimo taškas (z = 0), tai šiame taške apskaičiuotą dydį galima interpretuoti kaip įėjimo varža.

Priklausomai nuo nagrinėjamo įtaiso paskirties greta aptartų charakteristikų naudojamos ir kitos charakteristikos. Tarkime, meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų (MMVL) svarbiausios charakteristikos: vėlinimo trukmės dažninė charakteristika, dažninė amplitudės charakteristika, dažninė fazės charakteristika. Kompleksinė dažninė charakteristika apskaičiuojama pagal tokią išraišką:

$$K\left(\text{j}\omega\right) = \frac{\underline{U}_{\text{IŠ}}}{\underline{U}_{\text{ĮĖ}}} = K\left(\omega\right)\text{e}^{\text{j}\varphi(\omega)}, \tag{1.4}$$

čia $\underline{U}_{\text{IŠ}}$ ir $\underline{U}_{\text{ĮĖ}}$ įtampos kompleksinės amplitudės MMVL išėjime ir įėjime; $K\left(\omega\right)$ – dažninė amplitudės charakteristika; $\varphi\left(\omega\right)$ – dažninė fazės charakteristika; ω – kampinis dažnis.

Vėlinimo trukmės dažninė charakteristika apskaičiuojama taip:

$$t_{\text{v}}\left(\omega\right) = \frac{\varphi\left(\omega\right)}{\omega},\; t_{\text{v}}\left(\omega\right) = \frac{l}{v_{\text{f}}\left(\omega\right)}, \tag{1.5}$$

čia l – vėlinimo linijos ilgis.

LĮ laikinėms charakteristikoms gauti naudojama impulsinė $h(t)$ arba pereinamoji $g(t)$ charakteristikos. Šios charakteristikos vaizdžiai parodo perduodamų per LĮ impulsų formos iškraipymus, tačiau iš šių charakteristikų nematyti

kodėl įvyko iškraipymai. Iškraipymų priežasties nustatymui naudojamos dažninės LĮ charakteristikos ir kurių sąryšis su laikinėmis charakteristikomis yra toks:

$$h(t) = \frac{K(0)}{2} + \frac{1}{\pi}\int \frac{K(\omega)}{\omega} \cdot \sin\left(\omega t + \varphi(\omega)\right) \mathrm{d}\omega \,, \tag{1.6}$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi}\int K(\mathrm{j}\omega)\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t} \mathrm{d}\omega \,. \tag{1.7}$$

Vėlinimo signalo formos iškraipymai LĮ turi būti leistino dydžio. Signalo iškraipymus lemia amplitudžių ir fazės dažninės charakteristikos. Vėlinimo linijose lemiamas vaidmuo tenka faziniams iškraipymams, šių iškraipymų nėra nedispersinėse vėlinimo linijose, t. y. linijose, kuriose elektromagnetinės bangos greitis nepriklauso nuo dažnio (tokių linijų fiziškai pagaminti neįmanoma). Faziniai iškraipymai LĮ leistini, jeigu vėlinimo laiko pokytis aukščiausiam signalo spektro dažniui mažesnis už $\Delta t_v = 0{,}5/\omega$. Amplitudiniai iškraipymai leistini, jeigu signalo spektro ribose dažninės amplitudės charakteristikos netolygumai ne didesni nei –3 dB.

1.2. Lėtinimo įtaisų analizės metodai

Mikrobangų lėtinimo įtaisus sudaro komponentai, kurių matmenys yra tokios pačios ar mažesnės eilės, kaip ir juose sklindančios elektromagnetinės bangos ilgis. Todėl mikrobangų įtaisų elektrinės charakteristikos smarkiai priklauso nuo jų struktūros matmenų ir konstrukcijos, taip pat ir nuo įtaisą supančios terpės charakteristikų. Šių įtaisų pirminiai elektriniai parametrai apskaičiuojami iš Maksvelo lygčių, aprašančių elektrinius ir magnetinius laukus. LĮ gali būti labai sudėtingi, o jų matematinis modelis turėti daugelį kintamųjų, aprašančių įtaiso struktūrą, tuo tarpu elektrinių parametrų, apibūdinančių įtaiso veikimą, paprastai būna žymiai mažiau (Swanson, Hoefer 2003).

Žinant tam tikro LĮ konstrukcijos parametrus, galima gauti įtaiso elektrinius parametrus atliekant įtaiso analizę (ar modeliavimą) plačiame dažnių diapazone. Modeliuojamo LĮ analizės rezultatas turėtų būti vienodas bei tenkinti paklaidos ribas nepriklausomai nuo pasirinkto modeliavimo metodo. Pasitelkiant ekvivalentinių grandinių ir ilgųjų linijų teorijas LĮ modeliavimui, sukurti labai efektyvūs analizės įrankiai. Tačiau, naudojant šiuos metodus neatsižvelgiama į visus nagrinėjamo įtaiso konstrukcinius parametrus. Siekiant įvertinti visus įtaiso modelio kintamuosius – reikia naudoti metodus, kurie leistų įvertinti LĮ konstrukcinius parametrus ir jame sklindančias elektromagnetines bangas. Elektromagnetinės analizės metodus galima apjungti į tris grupes (Garg 2008):

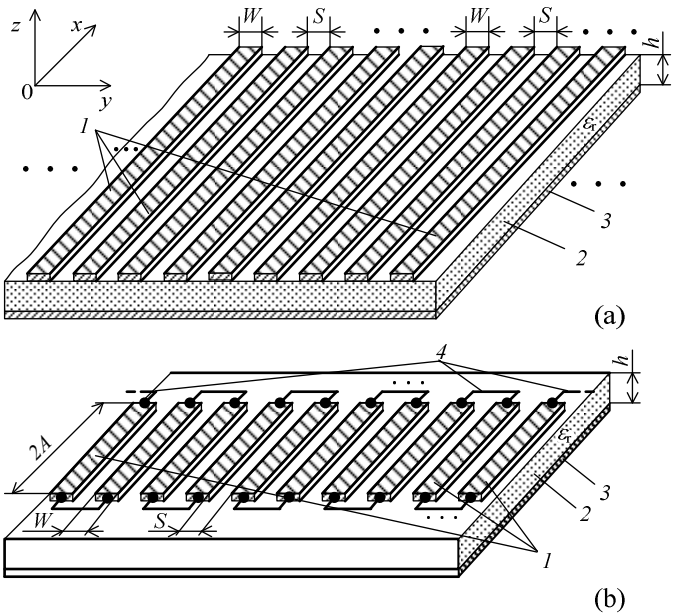
1. Analitiniai metodai. Šiuo atveju gaunami artimi sprendiniai (angl. *closed form solution*) išreikšti analitinėmis funkcijomis. Metodai supaprastina sprendžiamą uždavinį, taip leidžia numatyti įrenginiuose vykstančius fizikinius procesus, tačiau nukenčia skaičiavimo tikslumas.
2. Skaitiniai metodai. Skaitiniai metodai transformuoja integralines ar diferencialines Maksvelo lygtis į apytikres diskretines formas. Egzistuoja daugelis metodų, leidžiančių diskretiškai aprašyti nagrinėjamą elektromagnetinį uždavinį.
3. Hibridiniai metodai. Uždavinys sprendžiamas pasitelkus įvairių metodų derinį, pavyzdžiui neuronų tinklų arba neraiškiosios logikos naudojimas nagrinėjamo įtaiso parametrų nustatymui, panaudojant skaitiniais metodais sudarytą duomenų bazę.

Analitiniai metodai taikomi nesudėtingos konstrukcijos įtaisų dvimačiams uždaviniams spręsti, nes matematiškai aprašyti komplikuotos konfigūracijos struktūras yra problematiška. Ši problema įveikiama skaitiniais metodais, kuriais sprendžiami įvairių dvimatės ir trimatės sandaros įtaisų elektromagnetiniai uždaviniai. Skaitiniai metodai turi savų trūkumų – gaunami apytiksliai sprendiniai, dideli poreikiai kompiuterio ištekliams.

1.2.1. Analitiniai lėtinimo įtaisų analizės metodai

XX a. septintajame dešimtmetyje lėtinimo įtaisų parametrams skaičiuoti buvo pritaikytas konforminių pakeitimų metodas, kurio pagrindu galima išvesti inžineriniams skaičiavimams patogias formules. Plačiausiai žinomi Vylerio (angl. *Wheeler*) (Wheeler 1964) ir Šneiderio (angl. *Schneider*) (Schneider 1972) pakeitimų būdai. Šneideris konforminiams pakeitimams naudojo elipsinius integralus, dėl šios priežasties jo išvestos išraiškos sudėtingesnės nei Vylerio pateiktos.

Kitas analitinis metodas, plačiai naudojamas lėtinimo sistemų analizei – daugialaidžių linijų metodas, kuris nuodugniai aprašytas (Вайнрис *et al.* 1986; Weiss 1974) darbuose. Taikant daugialaidžių linijų metodą reikia žinoti ją modeliuojančios daugialaidės linijos būdingąsias varžas (arba būdinguosius laidumus) ir bangos sklidimo greitį. Bendruoju atveju pagal daugialaidžių linijų metodą laikoma, kad lygiagrečiai išdėstytų laidininkų skaičius yra begalinis – modeliuojamas įtaisas yra periodinis (pavyzdys pateiktas 1.5 paveiksle). Daugialaidžių linijų metodas grįstas kvazi-TEM artiniu, t. y. daroma prielaida, kad nagrinėjamoje lėtinimo sistemos skerspjūvio srityje egzistuoja tik skersinė elektromagnetinė banga. Atsižvelgiant į kvazi-TEM artinį ir sklindančių bangų modas, galima užrašyti šios periodinės lėtinimo sistemos įtampų ir srovės išraiškas (Kleiza, Štaras 2000):



1.5 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos sandara (a) ir jos pagrindu sudarytos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelis (b); čia 1 – linijos laidininkai, 2 – dielektrinis pagrindas, 3 – ekranas, 4 – meandro strypų jungtys

Fig. 1.5. The generalized structure of the microstrip multiconductor line (a), and microstrip meander structure (b), where 1 – conductors of the line; 2 – a dielectric substrate; 3 – a reference conductor; 4 – connectors of the meander strips

$$\underline{U}_n = \sum_{i=0}^{N-1} \left(\underline{A}_i \sin kx + \underline{B}_i \cos kx \right) e^{-\mathrm{j}n\theta_i} , \tag{1.8}$$

$$\underline{I}_n = \mathrm{j} \sum_{i=0}^{N-1} Y\left(\theta_i\right) \left(\underline{A}_i \cos kx - \underline{B}_i \sin kx \right) e^{-\mathrm{j}n\theta_i} , \tag{1.9}$$

čia N – daugialaidės linijos periode esančių laidininkų skaičius; k – fazės koeficientas; n – laidininko numeris linijoje; $\underline{A}_i$, $\underline{B}_i$ – amplitudžių koeficientai; θ_i – fazės kampas tarp įtampų ar srovių gretimuose linijos laidininkuose; $Y\left(\theta_i\right)$ – daugialaidės linijos būdingasis laidumas.

Lygčių (1.8) ir (1.9) amplitudžių koeficientų $\underline{A}_i$ ir $\underline{B}_i$ ryšys nustatomas užrašius laidininkų atkarpų galų srovių ir įtampų ribines sąlygas. Sudaroma nežinomų koeficientų $\underline{A}$ ir $\underline{B}$ lygčių sistema, iš kurios gaunama dispersinė lygtis,

siejanti fazės kampą θ ir fazės koeficientą k. Taigi, lėtinimo sistemų analizė daugialaidžių linijų metodu vykdoma keliais etapais (Kleiza, Štaras 2000):

1. Lėtinimo sistemos modelio sudarymas iš daugialaidžių linijų atkarpų.
2. Įtampos ir srovės lygčių bei ribinių sąlygų daugialaidės linijos atkarpai užrašymas, dispersinių lygčių ir banginių varžų išraiškų gavimas.
3. Algoritmo lėtinimo sistemos charakteristikoms skaičiuoti sudarymas.

Daugialaidžių linijų metodas plačiausiai taikytas meandrinių vėlinimo linijų (Burokas, Štaras 2008), ištęsto stačiakampio spiralinių lėtinimo sistemų analizei (Štaras *et al.* 2010) ir kitų periodinių sistemų modeliavimui (Zyuryukin, Lyamin 2006). Daugialaidėmis linijomis modeliuotos LĮ lygiagrečių laidininkų atkarpos yra statmenos modeliuojamos sistemos ašiai, o skerspjūvio matmenys ir konstrukcija sutampa su nagrinėjama sistema. Daugialaidžių linijų metodas leidžia įvertinti laidininko konfigūraciją ir matmenis, tačiau dėl daromų prielaidų, jog laidininkų skaičius yra begalinis ir begalinio ilgio, neįvertinami mikrojuostelinės ar spiralinės linijos kraštų ir galų efektai. Skaičiuojant lėtinimo koeficientą, reikia rasti modeliuojančios daugialaidės linijos būdinguosius laidžius ar būdingąsias varžas. Šiems parametrams apskaičiuoti taikytini dalinių talpų ir konforminių pakeitimų skaičiavimo analitiniai bei skaitiniai metodai (Štaras *et al.* 2012).

1.2.2. Skaitiniai lėtinimo įtaisų analizės metodai

Visų skaitinių metodų taikymo tikslas – rasti kuo artimesnius Maksvelo lygčių (ar lygčių išvestų iš jų) sprendinius, kurie tenkina nustatytas ribines ir pradines sąlygas. Sprendžiant elektromagnetinius uždavinius siekiama nurodyti savybes, kurias sprendinys turi turėti. Šios savybės apibūdinamos kaip lokaliosios (diferencialinės) arba globaliosios (integralinės) – tiek srities ribose, tiek prie srities ribų. Taigi, sprendžiamos diferencialinės arba integralinės lygtys, laikantis tam tikrų sąlygų (Swanson, Hoefer 2003).

Šio tipo sprendimų įgyvendinimo kompiuteriuose pagrindas yra klasikinė matematinė aproksimacija, kuomet nežinoma funkcija $f(x)$ aproksimuojama n žinomų (bazinių) funkcijų $f_n(x)$ suma:

$$f(x) \approx \sum_n \alpha_n \cdot f_n(x). \tag{1.10}$$

Kiekvienos bazinės funkcijos svoriai arba koeficientai α_n turi būti parinkti taip, kad bazinių funkcijų suma kuo arčiau priartėtų prie ieškomos funkcijos. Pagrindiniai skirtumai tarp įvairių skaitinių metodų yra šie (Swanson, Hoefer 2003):

a) aproksimuojamos elektromagnetinio uždavinio srities dydis (atvira arba uždara sritis);
b) bazinės funkcijos, kurios taikomos nežinomo sprendinio aproksimacijai;
c) bazinių funkcijų koeficientų nustatymo pasirinktas būdas.

Pasirinktos problemos sprendimui gali prireikti rasti elektrinį ar magnetinį lauką, potencialų, krūvių ir (arba) srovių pasiskirstymą. Išvardinti parametrai yra tarpusavyje susiję, tačiau jie turi skirtingas savybes ir skirtingus radimo būdus. Ieškant laukų stiprių ar potencialų verčių – reikalingos bazinės funkcijos erdvėje (diferencialiniai metodai), ieškant nežinomų krūvių ar srovių pasiskirstymo, išskaidomos į funkcijas, kurios aprašomos integralais (integraliniai metodai). Taip pat egzistuoja daugybė skirtingų būdų nežinomų koeficientų α_n apskaičiavimui: didelių matricų inversija, tiesioginė ir netiesioginės iteracijų schemos, evoliuciniai algoritmai ir t. t. (Bondeson *et al.* 2005). Dažniausiai naudojami skaitiniai metodai elektrodinaminiams uždaviniams spręsti yra šie:

- baigtinių skirtumų metodas – BSM (angl. *finite difference method – FDM*);
- baigtinių skirtumų laiko srities – BSLS (angl. *finite difference time domain – FDTD*);
- baigtinių elementų metodas – BEM (angl. *finite element method – FEM*);
- momentų metodas – MOM (angl. *method of moments – MoM*).

Pirmasis iš skaitinių metodų elektromagnetiniams uždaviniams spręsti buvo pritaikytas baigtinių skirtumų metodas. Šis metodas sukurtas XX a. trečiajame dešimtmetyje spręsti netiesinėms hidrodinamikos lygtims, tuomet buvo vadinamas kvadratų metodu (Thom, Apelt 1961). Nuo tų laikų šis metodas plačiai taikomas įvairių sričių problemų sprendimams rasti. Baigtinių skirtumų metodas pagrįstas aproksimacija, t. y. dalinių išvestinių lygčių pakeitimas dalinių skirtumų lygtimis. Ši baigtinų skirtumų aproksimacija yra algebrinės formos ir ieškomo kintamojo vertė sprendimo srityje nustatoma iš greta esančių mazgų verčių. Sprendžiant uždavinius baigtinių skirtumų metodu, atliekami šie žingsniai:

1. Nagrinėjamo elektrodinaminio įtaiso sritis suskaidoma analizės tinkleliu.
2. Diferencialinė lygtis išreiškiama ekvivalentiška baigtinių skirtumų lygtimi, kurioje nagrinėjamo mazgo vertė priklauso nuo gretimų mazgų verčių skirtumų.
3. Sudarytų skirtumų lygčių sistema sprendžiama atsižvelgus į tam tikras analizuojamos sistemos ribines ir (arba) pradines sąlygas.

Parinkus pradinius nagrinėjamo įtaiso laidžiųjų dalių potencialus, randamas potencialo pasiskirstymas nagrinėjamoje srityje. Iš potencialo pasiskirstymo randami kiti analizuojamo įtaiso parametrai. Skaičiavimo baigtinių skirtumų me-

todu tikslumas didėja didinant tinklelio mazgų skaičių, tačiau dėl šios priežasties didėja duomenų masyvai ir skaičiavimo trukmė. Metodo pritaikymas elektromagnetinių uždavinių sprendimui išsamiai aptariamas (Sadiku 2009; Booton 1992) darbuose. Taikant šį metodą rastas elektrinio lauko pasiskirstymas mikrojuostelinio filtro skerspjūvyje (Huang, You 1998), šis metodas pritaikytas ir mikrojuostelinių bei juostelinių linijų skaičiavimams (Rosales, Suster 1995).

Laiko srities metodai plačiausiai taikomi įvairių elektromagnetinių problemų sprendimui (Bondeson *et al.* 2005). Vienas iš tokių metodų yra baigtinių skirtumų laiko srities metodas, kuris išsamiai aprašytas (Sadiku, Obiozor 2000) darbe. Modeliuojant mikrobangų įtaisus baigtinių skirtumų laiko srities metodu, visa nagrinėjama sritis padalinama į Yee gardeles (Yee 1966), kuriose išdėstomos elektrinių ir magnetinių laukų komponentės. Kiekviena elektrinio ir magnetinio lauko komponentė apskaičiuojama aproksimuojant dalinių išvestinių Maksvelo lygtis centrinių skirtumų lygtimis. Šių laukų komponentės skaičiuojamos visoje nagrinėjamoje srityje, kiekviename analizuojamame laiko žingsnyje. Tam tikros lauko komponentės reikšmė priklauso nuo visų ją supančių komponenčių ir nuo buvusios šios komponentės reikšmių. Šiuo metodu nagrinėjant LĮ esančius atviroje erdvėje būtina sudaryti krintančiąsias elektromagnetines bangas sugeriančias ribines sąlygas, o tai padidina sudaromo modelio sudėtingumą. Baigtinių skirtumų laiko srities metodu nagrinėjamos daugialaidės linijos (Feng *et al.* 2002) darbe, pritaikomas netolygių perdavimo linijų analizei (Watanabe *et al.* 2009), taip pat analizuojami įvairūs mikrobangų įtaisai (Lingjiang *et al.* 2012; Mittal *et al.* 2012).

Harrington (Harrington 1993) pirmasis pavartojo momentų metodo pavadinimą sprendžiant elektromagnetinius uždavinius ir aprašė metodo ypatumus ir plėtrą. Momentų metodas plačiai aprašytas (Gibson 2007) darbe, o atliekant elektrodinaminio įtaiso analizę šiuo metodu, reikia keturių etapų:

1. Tinkamos integralinės lygties išvedimas.
2. Integralinių lygčių konversija (diskretizacija) į matricines lygtis, naudojantis pagrindinėmis (arba papildomomis) funkcijomis ir svorio (arba testinėmis) funkcijomis.
3. Matricos elementų įvertinimas.
4. Matricinių lygčių sprendimas ir ieškomų parametrų radimas.

Momentų metodas ir dalinių atvaizdų būdas pritaikytas įvairių mikrojuostelinių linijų analizei (Metlevskis, Urbanavičius 2011; Mikučionis, Urbanavičius 2011) darbuose. Momentų metodas sėkmingai pritaikytas meandrinių vėlinimo linijų analizei ir projektavimui (Gurskas *et al.* 2010; Arash, Ramesh 2006), taip pat pritaikytas aukštos temperatūros superlaidžių daugialaidžių daugiasluoksnių linijų pilnosios bangos spektrinės srities analizei (Vendik *et al.* 2003).

Baigtinių elementų metodas naudojamas kompleksinių netiesinių problemų elektrodinamikoje ir elektrostatikoje sprendimui. Šis metodas pagrįstas analizuojamos srities sudalinimu elementais (daugiakampiais) (Garg 2008). Daugiausia sudalinimui naudojami trikampiai, nes trikampių tinkleliu galima lengviau aproksimuoti bet kokios formos paviršių, tačiau gali būt naudojami ir kiti daugiakampiai. Elementai (trikampiai) gali būti palyginus nedideli prie nagrinėjamų geometrinių detalių ir stambesni kitur. Nepriklausomai nuo elementų formos, laukas aproksimuojamas skirtingomis išraiškomis kiekviename elemente, tačiau vietose, kur elementai jungiasi (pvz.: trikampių kraštuose), laukas turi sutapti, kad būtų išlaikytas tęstinumas. Šiuo metodu nagrinėjamos meandrinių vėlinimo linijų charakteristikos (Topsakal, Volakis 2003), daugialaidės mikrojuostelinės linijos su nuostoliais (Bertazzi *et al.* 2003).

Apskaičiuotų verčių tikslumas ir algoritmo stabilumas yra labai svarbios sąvokos įgyvendinant bet kurį skaitinį metodą, nes tuomet galima nusakyti ar gautas rezultatas yra patikimas ir taikytinas. Tikslumas apibūdina kiek skiriasi ieškomas sprendinys nuo tikrojo sprendinio. Stabilumas nusako ar naudojamas sprendimo būdas nepadidins bendros paklaidos skaičiavimus atliekant skirtingais laiko momentais. Skaitinis algoritmas yra stabilus, jei bendroji klaidų suma smarkiai nedidėja bet kuriame sprendimo etape, kitu atveju jis yra nestabilus. Yra trys pagrindiniai klaidų tipai, kurių negalima išvengti sprendžiant fizikinius uždavinius skaitiniais metodais (Vemuri, Karplus 1981): modeliavimo klaidos; diskretizacijos klaidos; apvalinimo klaidos.

Nuo kiekvienos iš šių klaidų priklauso sprendimo tikslumas. Modeliavimo klaidos atsiranda dėl tam tikrų supaprastinamo prielaidų daromų matematiniame modelyje. Pavyzdžiui, netiesinė sistema gali būti aprašyta tiesinėmis dalinėmis diferencialinėmis lygtimis.

Diskretizavimo klaidos atsiranda dėl to, kad skaitinėje analizėje galima naudoti tik baigtinius skaičius, o nagrinėjami procesai, uždaviniai aprašomi begalinėmis eilutėmis. Pavyzdžiui, sudarant baigtinių skirtumų lygtis, kai kurie aukštesnės eilės Teiloro (angl. *Taylor*) eilutės dėmenys atmetami, dėl to atsiranda diskretizacijos paklaida. Diskretizacijos klaidos gali būti sumažinamos naudojant tankesnį tinklelį arba naudojant didesnį kiekį dėmenų Teiloro eilutėje, sudarant aukštesnės eilės aproksimacijas. Tačiau, kai naudojamos aukštesnės eilės skirtumų lygtys nei nagrinėjamos dalinės diferencialinės lygtys, gali atsirasti nestabilumas, o dėl nestabilumo didėja skaičiavimų paklaida.

Apvalinimo klaidos atsiranda dėl to, kad kompiuteriai yra baigtinio tikslumo įrenginiai (pvz.: registrai aritmetiniame procesoriaus įrenginyje yra baigtinio dydžio). Šios klaidos gali būti sumažinamos naudojant dvigubo tikslumo aritmetiką. Visiškai išvengti apvalinimo klaidų galima tiktai tuomet, kai visos operacijos aprašomos naudojant sveikųjų skaičių aritmetiką, tačiau tai praktiškai įgyvendinti neįmanoma. Baigtinių skirtumų metode tankinant tinklelį mažėja

nukirtimo klaidos, tačiau apvalinimo klaidos atvirkščiai – didėja, dėl padidėjusio skaičiaus aritmetinių operacijų.

Skaitiniais metodais grįsti komerciniai specializuoti programų paketai, kurie leidžia modeliuoti įvairius mikrobangų įtaisus. Kiekvienas iš šių mikrobangų įtaisų analizės programinių paketų turi turėti šiuos įrankius (Hoefer *et al.* 2003): įtaiso struktūros braižymo, medžiagų savybių bei kraštinių sąlygų parinkimo, tinklelio sudarymo, analizės uždavinio sprendimo, rezultatų pateikimas bei atvaizdavimo. Šiuo metu labiausiai paplitę elektromagnetinių uždavinių sprendimui skirti programinės įrangos paketai: EMSIM®, COMSOL®, CST Microwave Studio®, Sonnet®, HFSS®, QWED®, MAFIA®, SPICE®. Programiniai paketai palengvina ir paspartina lėtinimo sistemų analizę, tačiau esminius analizės apribojimus lemia pakete įgyvendintas skaitinis metodas. Nuo šio metodo priklauso ne tik tai, kokio sudėtingumo mikrobangų įtaisą galima analizuoti, bet ir skaičiavimo trukmė bei tikslumas.

1.3. Autoriaus indėlis į problemos sprendimą

Prie elektrodinaminių LĮ tyrimo ir jų taikymo elektroniniuose įtaisuose problemų sprendimo daug prisidėjo profesoriai S. Štaras, R. Kirvaitis, R. Martavičius, J. Skudutis, L. Nickelson, V. Urbanavičius, docentai A. Gurskas, A. Jurjevas, V. Daškevičius, R. Pamarnacki, A. Katkevičius ir kiti. Lietuvoje LĮ tyrimus pradėjo prof. Vainorio vadovaujama mokslininkų grupė, kuri sukūrė vieningą LĮ analizės teoriją, ištyrė ir palygino daugelio LĮ charakteristikas ir savybes. S. Štaras tyrė spiralinės ir meandrinės konstrukcijos lėtinimo ir kreipimo sistemas. R. Kirvaitis nagrinėjo elektrodinaminių vėlinimo linijų savybes. R. Martavičius tyrė plačiajuostes planarines lėtinimo sistemas. V. Urbanavičius tyrė mikrojuostelines vėlinimo linijas skaitiniais metodais. J. Skudutis ir V. Daškevičius nagrinėjo spiralines ir meandrines lėtinimo sistemas universaliąja programine įrangą.

Disertacijos autorius sukūrė mikrojuostelinių perdavimo, susietųjų, daugialaidžių ir meandrinių vėlinimo linijų modelius, taikant baigtinių skirtumų laiko srities metodą ir ištyrė šių linijų charakteristikas plačiame dažnių ruože. Autorius taip pat ištyrė galinių ir kraštinių laidininkų netolygumų įtaką meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų laiko ir dažnio charakteristikoms.

1.4. Apibendrinimas. Uždavinių formulavimas

Apžvelgus elektrodinaminius lėtinimo įtaisus (LĮ), jų taikymo sritis ir analizės metodus galima teigti, kad:

1. Meandrinės konstrukcijos LĮ plačiai taikomi įvairios paskirties mikrobangų įtaisuose: antenose, filtruose, vėlinimo linijose ir kt.

2. Sprendžiami lėtinimo įtaisų aktualūs uždaviniai yra šie: konstrukcijų matmenų ir svorio mažinimas nesiaurinant praleidžiamųjų dažnių juostos, t. y. nedidinant nuostolių ir fazės iškraipymų; periodinių netolygumų tyrimas ir modeliavimas; naujų medžiagų pritaikymo galimybių tyrimas.
3. Plačiausiai LĮ tyrimui taikomi analitiniai, skaitiniai ir hibridiniai metodai. Analitiniai metodai skirti nagrinėti paprastesnių konstrukcijų LĮ, kuomet neatsižvelgiama į visus matematinio modelio kintamuosius. Skaitiniais metodais galima nagrinėti sudėtingų konstrukcijų LĮ, tačiau efektyvus skaitinių metodų taikymas reikalauja didelės apimties skaičiavimo išteklių. Hibridiniuose metoduose derinami skaitiniai ir analitiniai metodai siekiant gauti tikslesnius LĮ modelius, kurie nereikalautų įgyvendinimui išteklių, viršijančių įprastų darbo stočių galimybių.
4. Taupant skaičiavimo išteklius LĮ modeliavimui plačiai naudojamas daugialaidžių linijų metodas, tačiau pagal jį modeliuojamas įtaisas yra begalinis ir tokiu būdu neįvertinamas įtaiso galinių ir kraštinių laidininkų parametrų nevienalytiškumas.
5. Programinės įrangos, skirtos modeliuoti mikrobangų įtaisus, esminius apribojimus lemia pasirinktas skaitinis metodas. Nuo jo priklauso ne tik tai, kokio sudėtingumo LĮ galima nagrinėti, bet ir skaičiavimo trukmė bei tikslumas.
6. LĮ modeliavimas naudingas siekiant suprasti įtaisuose vykstančius fizikinius procesus, o tai leidžia tobulinti esamas įtaisų konstrukcijas bei kurti naujas.

Tikslinga tirti meandrinių lėtinimo sistemų savybes ir analizės metodus, siekiant patobulinti šias lėtinimo sistemas ir jų automatizuoto projektavimo metodika. Šiam tikslui pasiekti reikia išspręsti šiuos uždavinius:

1. Sudaryti modelius ir ištirti pavienės, susietųjų ir daugialaidžių mikrojuostelinių linijų laiko ir dažnines charakteristikas, taikant baigtinių skirtumų bei baigtinių skirtumų laiko srities analizės metodus.
2. Sudaryti tolygios būdingosios varžos daugialaidžių mikrojuostelinių linijų sintezės ir meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų analizės algoritmus bei jų laiko ir dažninių charakteristikų skaičiavimo metodikas.
3. Imitacinių skaičiavimų būdu patikrinti siūlomų LĮ parametrų skaičiavimo metodų veiksmingumą ir efektyvumą.

2

Mikrojuostelinės perdavimo linijos modelių sudarymas ir tyrimas

Elektromagnetinės bangos savybė sklisti dielektrinėje terpėje, kurios santykinė skvarba didesnė už vienetą, lėčiau negu vakuume, plačiai naudojama lėtinimo įtaisuose. Mikrojuostelinių įtaisų, kurių sandarą sudaro plokščias dielektrikas ir laidžiosios mikrojuostelės, gamybos technologija labai efektyvi. Mikrojuostelinė linija yra pagrindinis elementas daugelio planarinių lėtinimo sistemų, pvz.: plokščiųjų spiralinių, meandrinių, kai tarpai tarp meandro strypų yra labai dideli, ir pan.

Šiame skyriuje tiriami mikrojuostelinės linijos modeliai, sudaryti dviem skirtingais skaitiniais metodais, siekiant parinkti metodus linijos konstrukcinių parametrų sintezei ir dažninių bei laiko charakteristikų analizei, o taip pat palyginti taikomų metodų tikslumą. Skaičiuojami mikrojuostelinės linijos elektriniai parametrai baigtinių skirtumų ir baigtinių skirtumų laiko srities metodais, gauti rezultatai lyginami su kitų autorių gautais rezultatais.

Skyriaus tematika paskelbti du autoriaus straipsniai (Krukonis 2010; Krukonis, Urbanavičius 2011).

2.1. Mikrojuostelinės perdavimo linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų metodu

Šiame poskyryje nagrinėjama baigtinių skirtumų metodo ir susietųjų matricų būdo taikymo galimybė mikrojuostelinės perdavimo linijos (MPL) analizei. Mikrojuostelinės perdavimo linijos dažnai naudojamos siųstuvo ir antenos suderinimui, o šiam tikslui pasiekti – skaičiuojama linijos būdingoji varža. MPL taip pat plačiai naudojamos filtruose, šakotuvuose ir kituose įtaisuose, grįstuose tam tikru sklindančio signalo fazės kitimu. Šiuo atveju turi būti įvertinta MPL efektyvioji dielektrinė skvarba. MPL taip pat yra neatsiejamas daugelio planarinių lėtinimo sistemų elementas, pvz.: plokščiųjų, spiralinių, meandrinių ir pan.

2.1.1. Elektrinių parametrų apskaičiavimo algoritmas

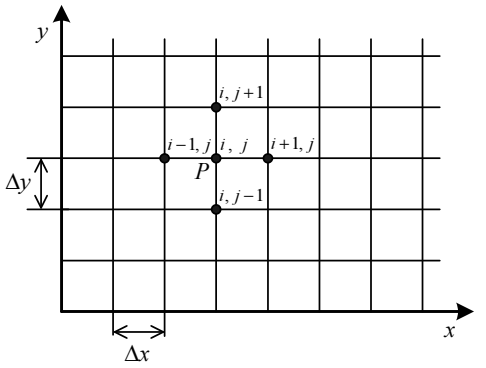
Mikrojuostelinės linijos elektrinių parametrų – būdingosios varžos ir efektyviosios dielektrinės skvarbos paieška pagal baigtinių skirtumų (BS) metodą – tai dvimatis elektrodinaminis uždavinys (sprendimo srities suskaidymo tinkleliu pavyzdys pateiktas 2.1 paveiksle). Dvimatėje srityje šiam uždaviniui spręsti BS metodu panaudojamos Puasono (angl. *Poisson*) elipsinių dalinių išvestinų lygtys dviejų koordinačių sistemoje (Sadiku 2000):

$$\nabla^2\varphi = \frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} = g(x,y), \tag{2.1}$$

čia ∇^2 – Laplaso (angl. *Laplace*) operatorius; x, y – koordinatės; φ – elektrinio lauko potencialas; $g(x,y)$ – elektrinio lauko sužadinimo šaltinis. Sprendžiant (2.1) lygti BS metodu dalinėms išvestinėms rasti, naudojama centrinių skirtumų aproksimacija. Kai nagrinėjama sritis padalinama kvadratinių lastelių tinkleliu $\Delta x = \Delta y = \Delta$ ir srityje nėra sužadinimo šaltinio, (2.1) lygtį galima išreikšti Laplaso lygties forma:

$$\varphi(i,j) = \frac{1}{4}\left[\varphi(i+1,j) + \varphi(i-1,j) + \varphi(i,j+1) + \varphi(i,j-1)\right], \tag{2.2}$$

čia i, j – indeksai nurodantys ieškomo potencialo poziciją dvimatėje srityje. Iš (2.2) išraiškos matyti, kad analizuojamos srities tinklelio kiekvieno mazgo potencialo dydis yra lygus jį supančių keturių mazgų potencialų vidurkiui. Pažymėtina, kad tai nevieninteli būdas aproksimuoti Laplaso lygtį, gali būti naudojami ir stačiakampio, nuožulnaus trikampio aproksimavimo būdai, tačiau centrinių skirtumų aproksimacija paprasčiau įgyvendinama programiniu kodu, neprarandant tikslumo (Sadiku 2009).



2.1 pav. Dvimatės analizuojamos srities tinklelis
Fig. 2.1. Grid of two-dimensional analysis field

Dalinių išvestinių lygčių sprendimas BS metodu veda prie didelių algebrinių lygčių sistemų sudarymo ir jų sprendimas yra didelė problema. Du pagrindiniai būdai naudojami tokių lygčių sistemų sprendimui:

- iteracinis;
- susietųjų matricų.

BS sprendinio paieškos trukmė, taikant iteracinį skaičiavimo būdą, priklauso nuo siekiamo sprendimo tikslumo ir gali būti labai didelė. Skaičiavimams paspartinti taikytinas tiesioginis susietųjų matricų būdas, pagal kurį baigtinių skirtumų sprendinys surandamas sudarius ir išsprendus tiesinių lygčių sistemą.

Iteracinis BS sprendinio paieškos būdas yra gerai aprašytas (Štaras 2008) darbe, todėl toliau išsamiau aptariamas tiesioginis susietųjų matricų būdas. Pagal (2.2) tinklelio kiekvieno mazgo reikšmę veikia kiti artimiausi tinklelio mazgai, o tolimesni mazgai įtakos neturi. Taigi analizuojamos srities tinklelio visų mazgų reikšmes galima rasti išsprendus lygtį:

$$[A]\times[X]=[B], \tag{2.3}$$

čia $[A]$ – retoji matrica (angl. *sparse matrix*), turinti daugybę nulinių elementų; $[X]$ – vektorius, kurį sudaro nežinomos mazgų vertės; $[B]$ – vektorius, kurį sudaro žinomos mazgų vertės. Nežinomųjų vektoriaus $[X]$ reikšmės randamos naudojant, pvz., tokią išraišką:

$$[X]=[A]^{-1}\times[B], \tag{2.4}$$

čia $\left[A\right]^{-1}$ – atvirkštinė koeficientų matrica. Nežinomųjų matricą taip pat galima rasti taikant mažiausių kvadratų metodą, įvairius eliminavimo metodus (Gauso, Gauso Jordano ir kt.) (Davis 2006).

Išsprendus sudarytą tiesinių lygčių sistemą (2.3), gaunamas nežinomųjų potencialų vektorius, kuris perkomponuojamas į potencialų pasiskirstymo matricą, o žinant potencialų pasiskirstymą galima rasti analizuojamo įtaiso elektrinius parametrus: krūvio tankį, ilginę talpą ir pan.

Kuomet MPL sklindančios elektromagnetinės bangos ilgis yra mažesnis už dielektrinio pagrindo storį (praktiškai virpesių dažnis gali siekti dešimtis gigahercų), analizuojant liniją taikytinas kvazi-TEM artinys. Šiuo atveju MPL būdingoji varža Z_{B} ir santykinė efektinė dielektrinė skvarba $\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}$ gali būti apskaičiuotos žinant linijos ilgines talpas (Boutboul *et al.* 1998):

$$Z_{\mathrm{B}} = \frac{1}{c_0\sqrt{C_1 C_{10}}}, \tag{2.5}$$

$$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}} = \frac{C_1}{C_{10}}, \tag{2.6}$$

čia c_0 – šviesos greitis vakuume; C_1 – ilginė talpa; C_{10} – MPL ilginė talpa, kai linijos dielektrinis pagrindas tariamai pakeičiamas oru.

Iš (2.5) ir (2.6) matyti, kad ieškant MPL elektrinių parametrų yra tik du nežinomieji – MPL ilginės talpos su vienalyčiu C_{10} ir nevienalyčiu C_1 dielektriku. Ilginė talpa gali būti apskaičiuota taikant Gauso (angl. *Gauss*) dėsnį elektrinės indukcijos srautui arba sukauptos elektrinio lauko energijos sąvoką.

Taikant Gauso dėsnį elektrinės indukcijos srautui, MPL supantis ilginis krūvis pagal BS metodą apskaičiuojamas sumuojant išilgai uždaro kontūro L, gaubiančio mikrojuostelę:

$$q_1 = -\sum_L \varepsilon \frac{\Delta\varphi}{2}, \tag{2.7}$$

čia $\Delta\varphi$ – potencialų skirtumas tarp dviejų artimiausių tinklelio mazgų vienas iš kurių yra kontūro viduje, o kitas – išorėje. Apėjimo kontūras L parenkamas aplink mikrojuostelinę liniją (2.2 pav.). Siekiant sumažinti diskretizacijos paklaidą, kontūro atstumas nuo mikrojuostelinės linijos signalinio laidininko parenkamas kuo didesnis. Apskaičiavus visos mikrojuostelinės linijos potencialų pasiskirstymą tiek su vienalyčiu dielektriku (oru), tiek su nevienalyčiu dielektriku (oro ir dielektrinio pagrindo derinys), galima rasti MPL krūvį ilgio vienetui q_1. Žinant krūvį q_1, sutelktą MPL ilgio vienetui, bei signalinio laidininko potencialą φ, ilginė talpa apskaičiuojama taip:

$$C_1 = \frac{q_1}{\varphi}. \tag{2.8}$$

Taikant elektrinio lauko energijos sąvoką ilginės talpos apskaičiavimo formulė išvedama iš elektrinio lauko energijos, sukauptos tūryje išraiškos, ir užrašomos taip:

$$C_1 = \frac{2W_E}{\varphi^2}, \tag{2.9}$$

čia W_E – elektrinio lauko energija nagrinėjamame tūryje. Potencialų skirtumą φ prilyginus vienam voltui ir atsižvelgus į tai, kad nagrinėjamas tūris MPL skerspjūvyje, (2.9) formulę galima išreikšti taip:

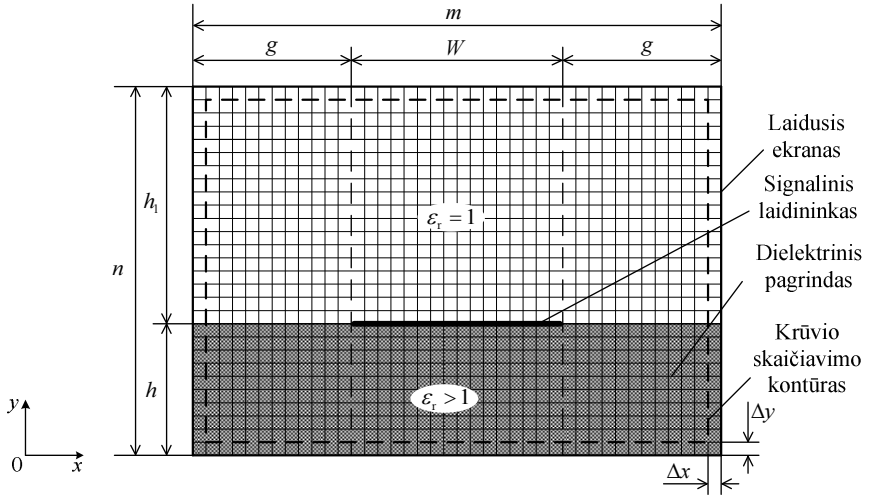
$$C_1 = \int_A \varepsilon |E|^2 \, dA, \tag{2.10}$$

čia A – integravimo sritis. Iš šios lygties matyti, kad apskaičiuojant ilginę talpą būtina rasti elektrinio lauko stiprumo modulio kvadratą visoje pjūvio srityje. Pagal BS metodą kiekvieno srities tinklelio mazgo elektrinio lauko stiprio modulio kvadratas priklauso nuo šalia esančių potencialų skirtumų kvadrato:

$$|E(P)|^2 \cong \frac{(\varphi_A - \varphi_C)^2 + (\varphi_B - \varphi_D)^2}{2\Delta^2}, \tag{2.11}$$

čia Δ – tarpas tarp artimiausių tinklelio mazgų; φ_{A-D} – potencialai esantys šalia analizuojamo taško. Apskaičiavus kiekvieno mazgo elektrinio lauko stiprumo modulio kvadratą, galima rasti visą mikrojuostelinės linijos ilginę talpą. Tokiu būdu apskaičiuojamos signalinio laidininko, esančio vienalyčiame dielektrike (ore) ir nevienalyčiame dielektrike, talpos, kurios panaudojamos būdingosios varžos ir efektyviosios dielektrinės skvarbos verčių apskaičiavimui.

Sudarant pavienės mikrojuostelinės linijos modelį svarbu parinkti ir susieti modelio parametrus (kintamuosius) ir realios modeliuojamos linijos konstrukcinius parametrus. Pagal BS metodą MPL laidininkams: signaliniam ir ekranui suteikiami žinomi potencialai (ekranui, dažniausiai, nulinis potencialas), o visa MPL analizuojama sritis tariamai išdėstoma laidžiajame, stačiakampio formos, įžemintame ekrane (2.2 pav., signalinis MPL laidininkas šiuo atveju yra dviejų terpių riboje – dielektrinis pagrindas apačioje ir oras iš viršaus). Pavienę mikrojuostelinę liniją apibūdinama šiais konstrukciniais parametrais (2.2 pav.): m – analizuojamos srities plotis; n – analizuojamos srities aukštis; h – atstumas nuo apatinio ekrano iki signalinio laidininko (dielektrinio pagrindo storis); h_1 – atstumas nuo signalinio laidininko iki viršutinio ekrano; W – signalinio laidininko plotis; g – atstumas nuo signalinio laidininko iki šoninio ekrano.

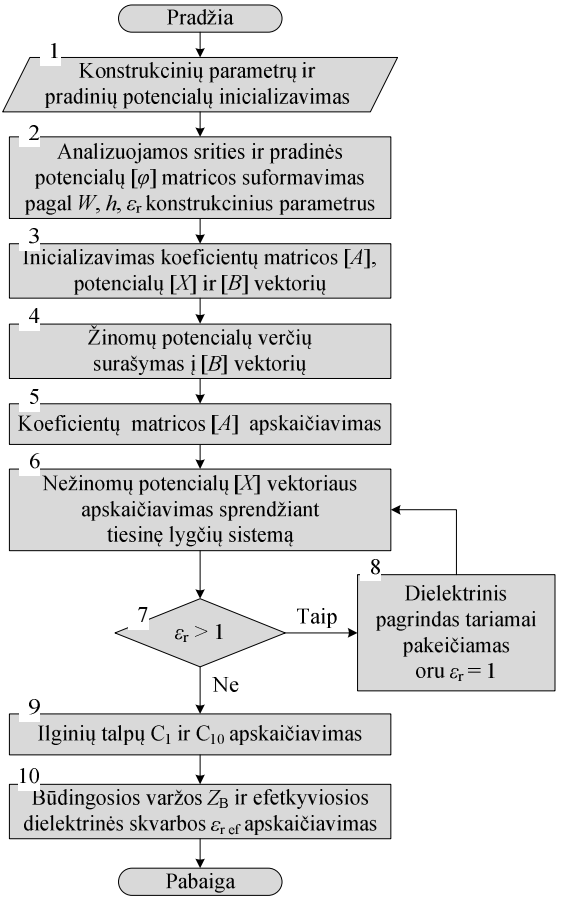


2.2 pav. Mikrojuostelinės linijos analizuojamos srities skerspjūvis padalintas tinkleliu
Fig. 2.2. Microstrip line cross section divided by mesh

Mikrojuostelinės linijos modelio, grįsto baigtinių skirtumų metodu, elektrinių parametrų apskaičiavimo algoritmas pateiktas 2.3 paveiksle. Algoritmą sudaro 10 žingsnių:

1. Įvedami analizuojamos MPL parametrai: $\lfloor m \times n \rfloor$ – analizuojamos srities dydis; W – signalinio laidininko plotis; φ_{sl} – signaliniam laidininkui suteiktas potencialas; ε_r – dielektrinio pagrindo santykinė dielektrinė skvarba; h – dielektrinio pagrindo storis. $\lfloor m \times n \rfloor$, W ir h parametrai šiuo atveju matuojami tinklelio žingsniais Δx arba Δy ($\Delta x = \Delta y$).
2. Atsižvelgiant į nurodytus konstrukcinius parametrus, sudaroma analizės sritis ir pradinė potencialų matrica $\lfloor \varphi \rfloor$, kurios viduryje oro ir dielektrinio pagrindo riboje suformuojama mikrojuostelinė linija.
3. Apskaičiuojamas nežinomų potencialų skaičius nagrinėjamoje srityje ir pagal (2.3) inicializuojama koeficientų matrica $\lfloor A \rfloor$ ir žinomų bei nežinomų potencialų $\lfloor X \rfloor$ ir $\lfloor B \rfloor$ vektoriai.
4. Į atitinkamas pozicijas $\lfloor B \rfloor$ vektoriuje surašomos žinomų potencialų vertės.

5. Apskaičiuojami ir į atitinkamas pozicijas retojoje matricoje $[A]$ surašomi koeficientai. Atskirame vektoriuje išsaugojamos dielektrinio pagrindo ir oro terpių riboje esančių koeficientų pozicijos retojoje matricoje.
6. Taikant mažiausių kvadratų metodą sprendžiama tiesinių lygčių sistema ir gaunamas nežinomų potencialų $[X]$ vektorius. Iš $[X]$ vektoriaus potencialai surašomi atgal į atitinkamas pozicijas ieškomų potencialų $[\varphi]$ matricoje.



2.3 pav. Mikrojuostelinės linijos modelio, grįsto baigtinių skirtumų metodu, supaprastintas algoritmas

Fig. 2.3. The simplified algorithm of the microstrip line model based on finite difference method

7. Patikrinama ar potencialų skaičiavimai atliekami esant nevienalytei analizuojamai sričiai (dielektrinis pagrindas ir oras virš jo) ar vienalytei sričiai (vietoje dielektrinio pagrindo – oras).
8. Koeficientų matricoje $\left[A\right]$ pakeičiamos terpių riboje esančių koeficientų vertės, kurios buvo išsaugotos 5 žingsnyje.
9. Sukuriamas ilginės talpos skaičiavimams reikalingas skaitmeninio integravimo kontūras ir apskaičiuojamos ilginės talpos tiek vienalytėje C_{10} tiek nevienalytėje C_1 terpėje. Taikant elektrinio lauko energijos sąvoką ilginių talpų skaičiavimui, kiekvieno tinklelio mazgo energijos kvadratas randamas pagal (2.11) išraišką.
10. Pagal (2.5) ir (2.6) išraiškas atitinkamai apskaičiuojama būdingoji varža ir santykinė efektyvioji dielektrinė skvarba.

2.1.2. Mikrojuostelinės linijos modelio tyrimas

MPL modelio, grįsto BS metodu ir susietų matricų būdu, tyrimas buvo vykdomas dviem etapais: a) tikrinamas modelio adekvatumas, lyginant pagal jį gautus būdingosios varžos skaičiavimo rezultatus su kitų tyrėjų kitais metodais gautais rezultatais; b) nagrinėjamas modelio efektyvumas bei gautų skaičiavimo rezultatų priklausomybės nuo analizuojamos srities parametrų.

Modelio adekvatumo patikra

Mikrojuostelinės linijos elektrinių parametrų skaičiavimo rezultatams palyginti naudojami duomenys iš (Urbanavičius, Martavičius 2006; Cheng, Everard 1991) darbų. 2.1 lentelėje pateikti palyginamieji rezultatai gauti apskaičiuojant būdingąją varžą atvirosios mikrojuostelinės linijos (t. y. iš šonų ir iš viršaus tokia linija neekranuota). Analizuojant 2.1 lentelėje pateiktus duomenis matyti, kad didžiausias santykinis skirtumas tarp būdingosios varžos skaičiavimo rezultatų, gautų taikant siūlomą modelį ir kitų tyrėjų kitais metodais gautų rezultatų neviršija 1,5 % (2.1 lentelė, eilutė $W/h = 0{,}1$). Tai rodo, kad siūlomas modelis leidžia pakankamai tiksliai analizuoti mikrojuostelinę liniją, esant įvairiems linijos konstrukciniams parametrams.

Modelio našumo ir tikslumo analizė

MPL modelio elektriniai parametrai skaičiuojami iš ilginių talpų ((2.5) ir (2.6) išraiškos), kurios nustatomos iš BS metodu apskaičiuoto potencialo pasiskirstymo. Potencialo pasiskirstymo apskaičiavimo tikslumui turi įtakos MPL analizuojamos srities tinklelio tankumas ir, jeigu potencialai ieškomi iteraciniu būdu – skaičiavimo paklaida.

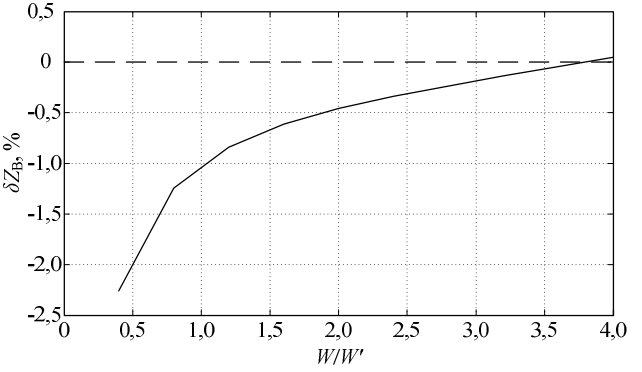
2.1 lentelė. Trimis skirtingais metodais apskaičiuotos būdingosios varžos vertės
Table 2.1. Characteristic impedance values, calculated with three different methods

W/h	$\varepsilon_r = 6,0$			$\varepsilon_r = 9,6$			$\varepsilon_r = 13$			$\varepsilon_r = 28$		
	Z_{B},Ω^1	Z_{B},Ω^2	Z_{B},Ω^3	Z_{B},Ω^1	Z_{B},Ω^2	Z_{B},Ω^3	Z_{B},Ω^1	Z_{B},Ω^2	Z_{B},Ω^3	Z_{B},Ω^1	Z_{B},Ω^2	Z_{B},Ω^3
0,1	136,7	134,7	134,8	110,6	109,0	109,1	96,06	94,66	94,72	66,55	65,58	65,61
0,2	113,3	112,5	112,6	91,61	90,95	91,02	79,53	78,95	79,02	55,07	54,66	54,70
0,4	90,95	90,38	90,48	73,44	72,97	73,05	63,72	63,31	63,38	44,07	43,78	43,84
0,7	73,34	72,78	72,89	59,13	58,67	58,76	51,26	50,87	50,94	35,42	35,14	35,19
1,0	62,23	61,88	61,99	50,10	49,82	49,90	43,41	43,16	43,24	29,97	29,79	29,84
2,0	42,39	42,29	42,38	34,02	33,93	34,00	29,43	29,35	29,42	20,26	20,21	20,25
4,0	26,44	26,45	26,50	21,13	21,14	21,18	18,25	18,25	18,28	12,53	12,53	12,56

Pastabos: [1] – vertė gauta taikant siūlomą modelį; [2] – vertė gauta taikant momentų metodą (Urbanavičius, Martavičius 2006); 3 – vertė gauta taikant spektro srities (angl. *spectral domain*) metodą (Cheng, Everard 1991).

2.4 paveiksle pateikta būdingosios varžos, apskaičiuotos pagal siūlomą modelį Z_B ir gautus kitų tyrėjų Z_{B0} (2.1 lentelė) santykinio skirtumo $\delta Z_{\text{B}} = \left(Z_{\text{B}} - Z_{\text{B0}}\right)/Z_{\text{B0}} \cdot 100\ \%$ priklausomybė nuo analizuojamos srities diskretizavimo tankio W/W' (čia W' – MPL signalinio laidininko plotį atitinkantis tinklelio žingsnių pradinis skaičius). Paveiksle matyti, kad didėjant MPL analizuojamos srities mazgų tankiui pradinės vertės atžvilgiu daugiau nei 2 kartus (t. y., kai signalinis laidininkas padalintas į daugiau nei 40 tinklelio mazgų, o dielektrinio pagrindo storis atitinkamai į daugiau nei 10 tinklelio mazgų) pagal siūlomą modelį, gauta būdingosios varžos vertė skiriasi nuo kitų tyrėjų verčių mažiau negu 1 %. Toliau didinant signalinio laidininko pločio ir dielektrinio pagrindo storio tinklelio mazgų skaičių t. y., kai $W/W' \geq 4$, gaunamos didesnės diskretizacijos paklaidos ir santykinės būdingosios varžos reikšmė keičia ženklą. Kai MPL signalinio laidininko plotis užima mažiau nei 10 tinklelio mazgų ($W/W' \leq 0,5$), apskaičiuotos būdingosios varžos santykinis skirtumas tampa didesnis nei 2 %. Skirtumas didėja dėl pernelyg mažo dielektrinio pagrindo suskaidymo tinklelio žingsniais ($h \leq 3$ tinklelio žingsnių).

BS metodu analizuojama MPL sritis yra uždaroji, t. y. iš visų pusių apribota laidžiuoju ekranu. Tuo atveju, kuomet tenka nagrinėti atvirąją MPL, viršutinis ir šoniniai ekranai modelyje turi būti išdėstyti pakankamai toli nuo signalinio laidininko, kad neįnešti papildomos ilginės talpos. Būdingosios varžos skaičiavimo

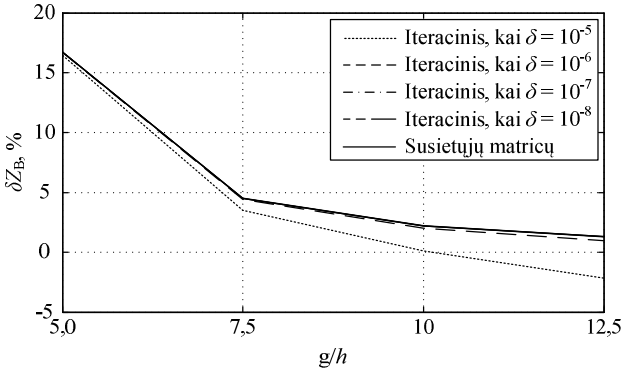


2.4 pav. Apskaičiuotos ir gautos kitų tyrėjų būdingosios varžos santykinio skirtumo priklausomybė nuo analizuojamos srities diskretizavimo tankumo, kai pradinis signalinio laidininko plotis $W' = 20$ tinklelio žingsnių; $W / h = 4,0$; $\varepsilon_r = 6,0$

Fig. 2.4. Calculated characteristic impedance relative difference with the other authors results dependence on mesh discretisation density, when initial signal conductor width $W' = 20$ mesh steps; $W / h = 4.0$; $\varepsilon_r = 6.0$

tikslumo priklausomybes nuo šoninių ekranų atstumo BS metodu iteraciniu bei susietųjų matricų būdu, kai $W / h = 4,0$ (2.5 pav.). Šiuo atveju MPL buvo padalinta į 80 tinklelio žingsnių, o dielektrinis pagrindas – 20 žingsnių. 2.5 paveikslo kreivių analizė rodo, kad, kai nagrinėjama sritis palyginus nedidelė (analizuojamos srities kraštinė mažesnė nei 150 tinklelio žingsnių t. y. $g/h < 7,5$), būdingosios varžos santykinis skirtumas δZ_B yra didesnis nei 5 %. Santykinis skirtumas šiuo atveju didėja dėl arti esančių šoninių ekranų. Taigi, darytina išvada, kad MPL yra uždaroji, kai atstumas nuo signalinio laidininko krašto iki šoninio ekrano neviršija dviejų laidininko pločių t. y. $g/W \le 2$.

Ieškant potencialo pasiskirstymo pagal BS metodo iteracinį būdą, būtina nurodyti skaičiavimo paklaidą δ. Natūralu, kad kuo mažesnė δ, tuo tikslesnis gaunamas potencialo pasiskirstymas, tačiau skaičiavimo procesas trunka žymiai ilgiau. 2.5 paviksle pateiktos būdingosios varžos skaičiavimo santykinio skirtumo priklausomybės nuo skaičiavimo paklaidos ir analizuojamos srities dydžio. Paveiksle matyti, kad skaičiuojant potencialo pasiskirstymą iteraciniu būdu su nustatyta skaičiavimo paklaida $\delta = 10^{-5}$, gautų rezultatų tikslumas yra nepakankamas. Šiuo atveju net didinant analizuojamos srities dydį, potencialo pasiskirstymas neartėja prie atvirosios MPL potencialo pasiskirstymo ir apskaičiuotos būdingosios varžos vertės nenusistovi ties atvirosios MPL būdingąja varža.

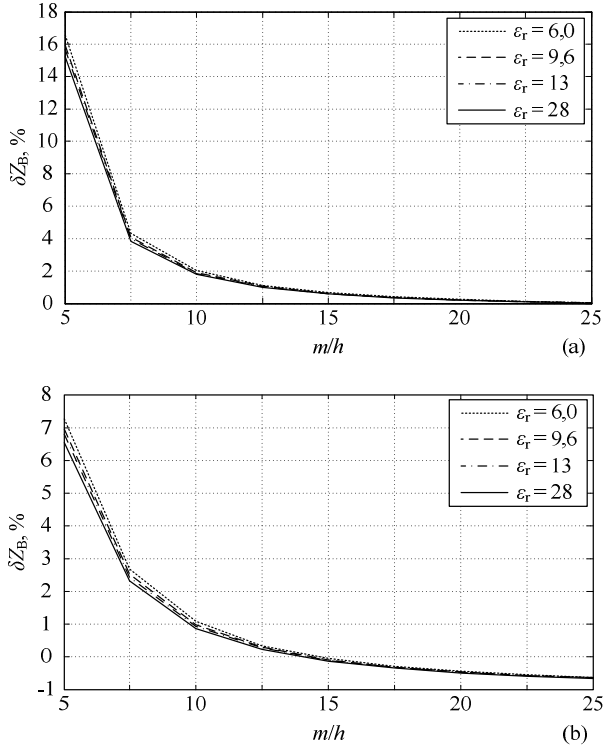


2.5 pav. Apskaičiuotos ir gautos kitų tyrėjų būdingosios varžos santykinio skirtumo priklausomybė nuo skaičiavimo paklaidos ir analizuojamos srities dydžio, kai $h = 20$ tinklelio žingsnių; $W / h = 4,0$; $\varepsilon_r = 6,0$

Fig. 2.5. Calculated characteristic impedance relative difference with the other authors results dependence on calculation errors and area size, when $h = 20$ mesh steps; $W / h = 4.0$; $\varepsilon_r = 6.0$

Nagrinėjant kokiomis sąlygomis esant, mikrojuostelinę liniją galima laikyti atvirąja, keičiamas nagrinėjamos srities dydis. Susietųjų matricų būdu apskaičiuotų būdingųjų varžų dydžių santykinio skirtumo δZ_B priklausomybės nuo analizuojamos srities dydžio ir įvairių MPL dielektrinio pagrindo skvarbų, kai signalinio laidininko plotis sąlyginai platus ($W/h = 4,0$) ir siauras ($W/h = 0,2$), pateiktos 2.6 paveiksle (a) ir (b) atitinkamai. Siekiant priartėti prie atvirosios MPL modelio, grįsto baigtinių skirtumų metodu, analizuojama sritis plečiama, t. y. tolinami ekranai iš šonų ir viršaus, paliekant nepakitusius MPL konstrukcinius parametrus W ir h. Kai analizuojama sritis sąlyginai maža ($m/h \le 7,5$), būdingosios varžos dydžiui didelę įtaką daro arti esantys ekranai ir santykinis skirtumas δZ_B viršija 10 %. Be to, dėl mažo integravimo kontūrą sudarančių žingsnių skaičiaus, skaičiuojant signalinių laidininkų sukauptą krūvį, gaunamos didesnės apvalinimo paklaidos. Ekranams tolstant nuo signalinio laidininko būdingosios varžos reikšmė artėja prie atvirosios mikrojuostelinės linijos būdingosios varžos reikšmės. Tarkime, kai analizuojamos srities kraštinė didesnė nei 200 mazgų ($m/h \ge 10$), būdingosios varžos vertė, apskaičiuota pagal BS metodą, taikant susietųjų matricų būdą, skiriasi nuo apskaičiuotų kitais metodais mažiau nei 2 % nepriklausomai nuo pagrindo dielektrinės skvarbos ε_r.

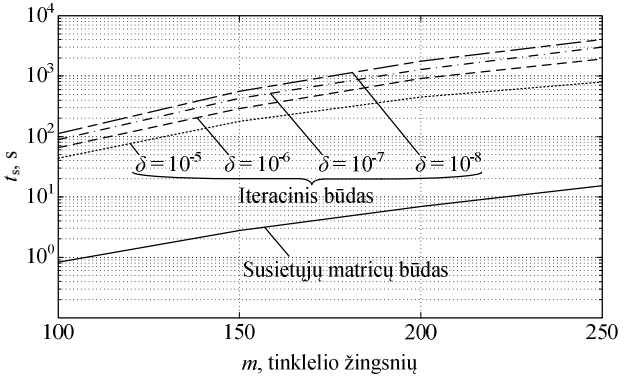
Būdingosios varžos skaičiavimo trukmės t_s priklausomybės nuo analizuojamos kvadratinės srities dydžio (kai srities kraštinės lygios ($m = n$)) iteraciniu



2.6 pav. Apskaičiuotos ir gautos kitų tyrėjų būdingosios varžos santykinio skirtumo priklausomybė nuo analizuojamos srities dydžio, kai $\varepsilon_r = 6,0$ ir a) $W / h = 4,0$; b) $W / h = 0,2$

Fig 2.6. Calculated characteristic impedance relative difference with the other authors results dependence on area size, when $\varepsilon_r = 6.0$ and a) $W / h = 4.0$; b) $W / h = 0.2$

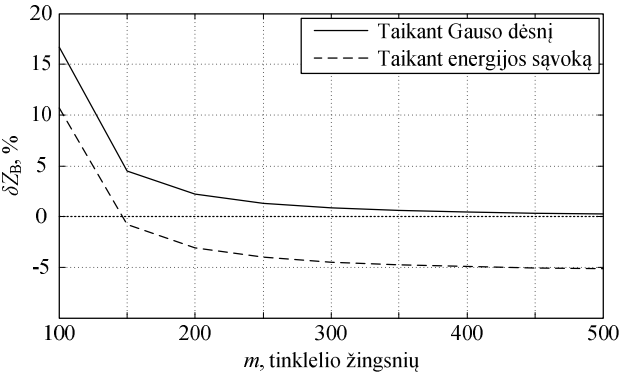
ir susietųjų matricų būdais (2.7 pav.), kai $W / h = 4,0$. Kai analizuojama sritis palyginus maža (analizuojamos srities kraštinė $m < 150$ tinklelio žingsnių), skaičiavimai vyksta pakankamai sparčiai (mažiau 5 s, taikant susietųjų matricų būdą ir mažiau 6 minučių, taikant iteracinį būdą, esant tai pačiai kompiuterio konfigūracijai (PC suderinamas kompiuteris, CPĮ taktinis dažnis – 2 GHz, pagrindinės atminties talpa – 4 GB, operacinė sistema – MS Windows 7). Analizuojamai sričiai didėjant, didėja nežinomų potencialų verčių skaičius ir skaičiavimo trukmė taip pat smarkiai didėja. Tarkime, kuomet analizuojamos srities dydis viršija 60 000 taškų ($m > 250$), taikant įtaracininį būdą skaičiavimai gali trukti dešimtis minučių, o taikant susietųjų matricų būdą – dešimtis sekundžių.



2.7 pav. Mikrojuostelinės linijos analizės trukmės priklausomybė nuo analizuojamos srities dydžio ir skaičiavimo būdo
Fig 2.7. Microstrip line analysis time dependence on analyzed area size and the method of calculation

Siekiant patikrinti būdingosios varžos skaičiavimo rezultatų priklausomybę nuo ilginės talpos skaičiavimo būdo, buvo atlikti skaičiavimai, taikant Gauso dėsnį elektrinės indukcijos srautui (2.7) bei elektrinio lauko energijos sąvoką (2.9), (2.10). Skaičiavimo rezultatai pateikti 2.8 paveiksle.

Analizuojant 2.8 paveikslo kreives matyti, kad būdingosios varžos verčių



2.8 pav. Apskaičiuotos ir gautos kitų tyrėjų būdingosios varžos santykinio skirtumo priklausomybė nuo skaičiavimo būdo ir analizuojamos srities dydžio, kai $h = 20$ tinklelio žingsnių; $W / h = 4,0$; $\varepsilon_r = 6,0$

Fig 2.8. Calculated characteristic impedance relative difference with the other authors results dependence on the method of calculation and area size, when $h = 20$ mesh steps; $W / h = 4.0$; $\varepsilon_r = 6.0$

kitimo pobūdis apskaičiuotas skirtingais būdais yra panašus. Būdingosios varžos, apskaičiuotos taikant Gauso dėsnį elektrinės indukcijos srautui, santykinis skirtumas δZ_{B} skiriasi mažiau nei 1 %, kuomet analizuojamos srities dydis viršija 40 000 tinklelio žingsnių ($m > 200$). Tačiau būdingosios varžos, apskaičiuotos taikant elektrinio lauko energijos sąvoką, santykinis skirtumas δZ_{B} pasiekia 5 % didesnę vertę net didžiausios analizuojamos srities atveju (250 000 tinklelio žingsnių ($m = 500$)). Šis skirtumas atsiranda dėl skaičių nukirtimo paklaidų, kurios pasireiškia esant beveik vienodų skaičių atimties veiksmams. Kadangi skaičiuojant elektrinio lauko sukauptą energiją vykdoma potencialų atimtis ir jų kėlimas kvadratu (2.11), o nuo signalinio laidininko nutolusių potencialų vertės yra mažos (artimos įžeminto ekrano potencialui) ir jų skirtumo kvadratas įgauna vertes mažesnes nei 10^{-9} V^2. Todėl didėjant analizuojamos srities dydžiui apskaičiuota elektrinio lauko energija mažėja, o dėl šios priežasties būdingosios varžos vertė atitinkamai gaunama didesnė nei skaičiuojant kitais būdais.

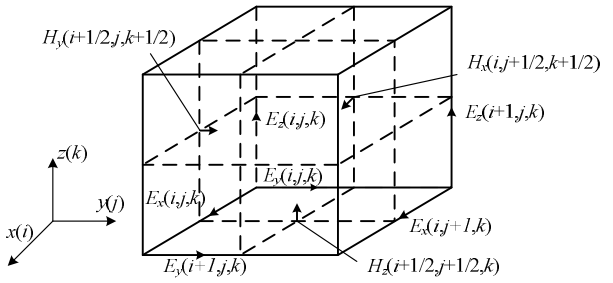
2.2. Mikrojuostelinės perdavimo linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu

Šiame poskyryje nagrinėjama baigtinių skirtumų laiko srities (BSLS) metodo taikymo galimybė pavienės mikrojuostelinės perdavimo linijos analizei. Skaičiuojama linijos efektinė dielektrinė skvarba plačiame dažnių ruože bei vertinamas metodo tikslumas.

2.2.1. Skaičiavimų algoritmas

Modeliuojant MPL baigtinių skirtumų laiko srities metodu, visa analizuojama sritis padalinama į Yee gardeles (Yee 1966), kuriose išdėstomos elektrinių ir magnetinių laukų komponentės (2.9 pav.). Kiekviena elektrinio ir magnetinio lauko komponentė apskaičiuojama aproksimuojant dalinių išvestinių Maksvelo lygtis centrinių skirtumų lygtimis. Šių laukų komponentės skaičiuojamos visoje analizuojamoje srityje, kiekviename apskaičiuojamame laiko žingsnyje. Tam tikros lauko komponentės reikšmė priklauso nuo visų ją supančių esamų komponenčių ir nuo buvusių šios komponentės reikšmių.

Dėl baigtinių kompiuterio atminties resursų analizuojama atviroji MPL erdvė turi būti pakeista į ribotą sritį, apsupant liniją absorbuojančiais sluoksniais. Šie sluoksniai modelyje taikomi siekiant nuslopinti bet kokias elektromagnetines bangas, pasiekiančias linijos atviruosius galus ir galinčias nuo šių galų atsispindėti bei sklisti atgaline kryptimi. Per daugelį metų nuo pirmo BSLS metodo pristatymo (Yee 1966) sukurta daug absorbuojančių sluoksnių variantų, kuriuos galima suskirstyti į analitinius, pvz.: Muro (Mur 1981), Higdono (Higdon 1986);



2.9 pav. Elektrinio ir magnetinio laukų komponenčių išdėstymas Yee gardelėje

Fig. 2.9. Yee cell with electric and magnetic field components positions

idealiai suderintus sluoksnius (angl. *perfectly matching layer – PML*), pvz.: vienaašius (Gedney 1996), konvoliucinius (Roden, Gedney 2000). Vadinamasis idealiai suderintas sluoksnis – tai tam tikro storio sluoksnis, gaubiantis analizuojamą sritį ir nuslopinantis į šį sluoksnį krentančias elektromagnetines bangas. Bendruoju atveju absorbuojantis sluoksnis sudaromas taip, kad elektromagnetinė banga, sklindanti analizuojamoje srityje neatsispindėtų, t. y. analizuojamos srities ir absorbuojančio sluoksnio terpės būtų suderintos. Siūlomame MPL modelyje naudojamas vienaašis idealiai suderintas sluoksnis (angl. *uniaxial perfectly matching layer*). Šis vienaašis idealiai suderintas sluoksnis supa MPL iš visų pusių, išskyrus apatinį įžemintą laidųjį ekraną (2.10 pav.).

Bendruoju atveju Maksvelo lygtys pagal BSLS metodą kartu su vienaašiu idealiai suderintu sluoksniu užrašomos taip (Taflove, Hagness 2005):

$$\nabla \times \vec{E} = -\mathrm{j}\omega\mu\bar{s}\vec{H}\,, \tag{2.12}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \mathrm{j}\omega\varepsilon\bar{s}\vec{E}\,, \tag{2.13}$$

čia $\vec{E}$ ir $\vec{H}$ – elektrinio ir magnetinio laukų vektoriai; ω – kampinis dažnis; μ ir ε – analizuojamos srities atitinkamai magnetinė ir dielektrinė skvarba; $\bar{s}$ – tenzorius, kuris aprašomas tokiu būdu:

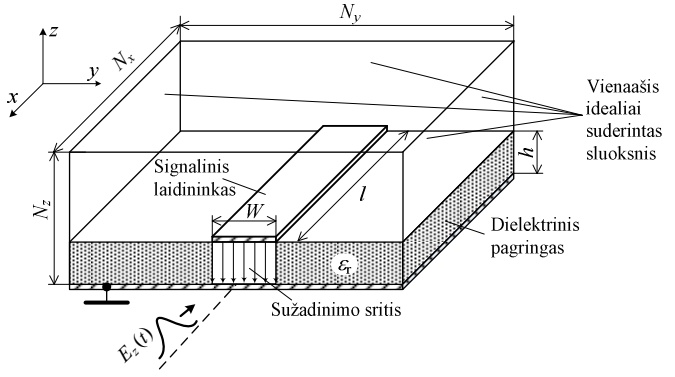
$$\bar{s} = \begin{bmatrix} s_x^{-1}s_y s_z & 0 & 0 \\ 0 & s_x s_y^{-1} s_z & 0 \\ 0 & 0 & s_x s_y s_z^{-1} \end{bmatrix}, \tag{2.14}$$

čia s_x, s_y ir s_z – santykiniai kompleksinės dielektrinės skvarbos sandai atitinkamai x, y ir z kryptimis:

$$s_x = K_x + \frac{\sigma_x}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}, \tag{2.15}$$

$$s_y = K_y + \frac{\sigma_y}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}, \tag{2.16}$$

$$s_z = K_z + \frac{\sigma_z}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}. \tag{2.17}$$



2.10 pav. Mikrojuostelinės linijos sandara skirta analizei baigtinių skirtumų laiko srities metodu
Fig. 2.10. Microstrip line structure for analysis by finite difference time domain method

Analizuojamoje srityje tenzoriaus $\bar{s}$ realiosios dalys K_i prilyginamos vienetui, t. y. $K_x = K_y = K_z = 1$, o elektriniai laidumai σ_x, σ_y ir σ_z apskaičiuojami atsižvelgus į medžiagos savybes tam tikroje gardelėje. Absorbuojančiame sluoksnyje tenzorių realiosios dalys ir elektriniai laidumai kinta, priklausomai nuo analizuojamo taško padėties sluoksnyje.

Krintančiosios elektromagnetinės bangos slopinimas absorbuojančiame sluoksnyje priklauso nuo bangos kritimo į šį sluoksnį kampo. Dėl nevienodo pasiskirstymo elektrinio ir magnetinio laukų modelio analizuojamoje erdvėje (t. y. šių laukų komponentės pasiekia absorbuojantį sluoksnį skirtingais laiko momentais) skaičiavimuose atsiranda atspindžių paklaidos. Siekiant sumažinti šias paklaidas Berenger (Berenger 1994) pasiūlė keisti idealiai sutampantį absorbuojantį sluoksnį į sluoksnius, kurių slopinimas kinta nuo 0 iki didžiausio nustatyto slopinimo dydžio. (Berenger 1994) darbe ši procedūra vadinosi gradavimu (angl. *grading*). Nuo absorbuojančio sluoksnio gardelių skaičiaus priklauso ir gradavimo lygių skaičius. Įprastai graduojama taikant geometrinės progresijos

arba polinominės eilutės principą. Jų įgyvendinimas analizuojamo įtaiso matematiniame modelyje nėra sudėtingas ir vieno ar kito gradavimo principo parinkimas skaičiavimo rezultatams didesnės įtakos neturi, todėl šiame darbe MPL modeliavimui pasirinktas polinominis gradavimas (Taflove, Hagness 2005):

$$\sigma_i(i) = \left(\frac{i}{d}\right)^m \sigma_{i,\max}, \tag{2.18}$$

$$K_i(i) = 1 + \left(K_{i,\max} - 1\right) \cdot \left(\frac{i}{d}\right)^m, \tag{2.19}$$

čia d – idealiai sutampančio absorbuojančio sluoksnio storis; i – indeksas nurodantis krypti erdvėje (x, y ar z); $\sigma_{i,\max}$ – didžiausias sluoksnio laidumas; m – gradavimo parametras, kurio dydį rekomenduojama parinkti tokiame ruože: $3 \le m \le 4$ (Berenger 1994). MPL skaičiavimams šis parametras parinktas 4. Didžiausias sluoksnio laidumas apskaičiuojamas taip:

$$\sigma_{i,\max} = -\frac{(m+1)\ln\left[R(\theta)\right]}{2Z_{\text{B}}d}, \tag{2.20}$$

čia $R(\theta)$ – atspindžių paklaida, kurios dydis parenkamas atsižvelgiant į absorbuojančio sluoksnio storį.

Skaičiavimų, grįstų BSLS metodu, tikslumas ir stabilumas priklauso nuo pasirinkto laiko žingsnio Δt bei gardelės matmenų Δx, Δy ir Δz. Skaičiavimų rezultatas taip pat priklauso nuo analizuojamos srities diskretizavimo paklaidų, kurios visoje nagrinėjamoje srityje, sudarytoje iš Yee gardelių, atsiranda dėl analizuojamos srities dispersinių savybių ir anizotropijos, t. y. sklindančios bangos fazinis ir grupinis greičiai priklauso nuo dažnio ir sklidimo kampo. Siekiant, kad fazės skaičiavimo paklaida neviršytų 1° per bangos ilgį, gardelės dydis rekomenduojamas (Gedney 2011):

$$\Delta \le \frac{\lambda_{\min}}{20}, \tag{2.21}$$

čia $\Delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z$ gardelės dydis x, y ir z kryptimis; $\lambda_{\min}$ – mažiausias sužadinimo impulso bangos ilgis.

BSLS metodo stabilumas priklauso nuo laiko žingsnio Δt, kurio dydį apibrėžia Koranto (angl. *Courant*) sąlyga. Šį sąlyga susieja gardelės dydį Δ ir sklindančios bangos greitį nagrinėjamoje srityje. Kadangi nagrinėjama struktūra yra nevienalytė, t. y. sudaryta iš dielektrinio pagrindo ir oro (2.10 pav.), tai pasirenkamas tos terpės sklindančios bangos greitis, kurioje šis greitis didžiausias. Tuomet laiko žingsnis apibrėžiamas tokia išraiška (Taflove, Hagness 2005):

$$\Delta t = \frac{0,99}{c_0 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}}. \tag{2.22}$$

Pagal BSLS metodą sudarytame įtaiso modelyje elektrinis ir magnetinis laukai kinta laike, todėl ir jų sužadinimui turi būti naudojamas šaltinis, generuojantis laike kintantį signalą. Parenkant sužadinimo impulsą turi būti atsižvelgta į sprendžiamo uždavinio pobūdį ir modeliuojamo įtaiso konstrukcijos ypatumus. Vienas iš dažniausiai naudojamų BSLS metodu grįstuose modeliuose sužadinimo impulsų – Gauso impulsas:

$$E_z(t) = \exp\left[\frac{(t-t_0)^2}{t_w^2}\right], \tag{2.23}$$

čia t_0 – impulso uždelsimo trukmė, t_w – impulso trukmė (plotis). Siekiant sumažinti aukštesnių dažnių triukšmus skaičiavimo rezultatuose, impulso uždelsimo trukmė turėtų būti parinkta bent keturis kartus didesnė nei impulso trukmė. Gauso sužadinimo impulso spektro aukščiausia dažnio komponentė gali būti rasta pagal tokią formulę (Gedney 2011):

$$f_h = \frac{2}{\pi t_w}. \tag{2.24}$$

Sužadinimo impulsas MPL modelio įėjime siunčiamas į signalinį laidininką, esantį iškart už absorbuojančio sluoksnio. Signalinis laidininkas pratęsiamas į absorbuojantį sluoksnį taip modeliuojant suderintą MPL bei apsaugant nuo atspindžių, atsiradusių esant nesuderintai apkrovai.

Pagal BSLS metodą galimi du sužadinimo būdai: kietasis bei minkštasis. Kietojo sužadinimo būdo atveju visą modeliavimo laiką elektrinio lauko stipris sužadinimo plokštumoje (2.10 pav.) priklauso nuo parinkto įtampos dydžio. Šiuo būdu modeliuojamas idealus įtampos šaltinis ir bet kokios elektrinės bangos, krintančiosios į sužadinimo sritį, atsispindės nuo jos kaip nuo idealaus laidininko. Siekiant modeliuoti įtampos maitinimo šaltinį su tam tikra vidine varža, turi būti modifikuotos BSLS elektrinio lauko skaičiavimo lygtys atitinkamoje sužadinimo plokštumoje. Minkštojo sužadinimo atveju elektrinio lauko stipris sužadinimo plokštumoje priklauso nuo sklindančio ir sužadinamo elektrinių laukų superpozicijos. Šiuo atveju modeliuojamo šaltinio vidinė varža bus begalinė, t. y. atvira grandinė – idealus srovės šaltinis. Siekiant imituoti realias MPL, modeliavimui buvo pasirinktas kietojo sužadinimo būdas.

BSLS metodu nagrinėjant mikrobanginius įrenginius skaičiuojamos įtampos, srovės, įėjimo varžos ir t. t. įvairiuose analizuojamos srities taškuose. Šiuo

atveju minėtų parametrų vertės yra tiesiogiai apskaičiuojamos iš elektrinio ir magnetinio laukų stiprio verčių.

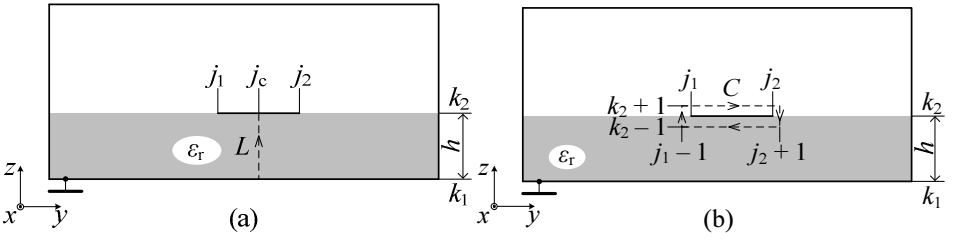
Įtampa tarp laidininko ir apatinio ekrano apskaičiuojama naudojant kvazi-TEM artinį, aproksimuojant elektrinio lauko skersines komponentes:

$$U = \int_L \vec{E} \cdot \mathrm{d}\vec{l} \,, \tag{2.25}$$

čia L – integravimo kelias tarp apatinio ekrano ir signalinio laidininko (2.11 pav., a); $\vec{E}$ – elektrinio lauko stiprio vektorius srityje tarp ekrano ir signalinio laidininko. Pritaikius (2.25) formulę BSLS metodui, diskrečiosios įtampos išraiška tampa:

$$U^{t_\mathrm{n}+\frac{1}{2}} = \sum_{k=k_1}^{k_2-1} E_z^{t_\mathrm{n}+\frac{1}{2}}\left(i, j_\mathrm{c}, k\right) \cdot \Delta z \,, \tag{2.26}$$

čia indeksai k_1 ir k_2 žymi atitinkamai apatinio ekrano bei signalinio laidininko apačios koordinatės z ašies kryptimi; j_c – signalinio laidininko centro koordinatė y ašies kryptimi; t_n – laiko žingsnis; Δz – gardelės žingsnis z ašies kryptimi.



2.11 pav. Įtampos (a) ir srovės (b) skaičiavimo mikrojuostelinės perdavimo linijos skerspjūvyje iliustracija
Fig. 2.11. Voltage (a) and current (b) calculation iliustration in cross section of microstrip transmission line

Panaudojant minėtą kvazistatinį artinį, galima panašiai išreikšti sužadinimo impulso diskretųjį elektrinio lauko stiprį:

$$E_z^{t_\mathrm{n}+\frac{1}{2}}\left(i, j_\mathrm{c}, k\right) = -\frac{U^{t_\mathrm{n}+\frac{1}{2}}}{\Delta z \cdot h} \,, \tag{2.27}$$

čia h – dielektrinio pagrindo storis (gardelių skaičius z kryptimi). Daroma prielaida, kad elektrinio lauko stipris po signaliniu laidininku (t. y. srityje tarp apatinio ekrano ir taškų j_1 bei j_2) yra vienodas. Impulso įtampos dydis bei ženklas modelyje gali būti parenkamas laisvai.

Signaliniu laidininkais tekanti srovė apskaičiuojama naudojant kvazistatinę Ampero dėsnio aproksimaciją:

$$I = \oint_C \vec{H} \cdot \mathrm{d}\vec{l}\ , \tag{2.28}$$

čia C – kontūro apėjimo kelias srovei skaičiuoti (2.11 pav., b); $\vec{H}$ – magnetinio lauko stiprio vektorius srityje aplink signalinį laidininką. 2.11 pav., b matyti, kad kontūro apėjimo kelias yra arti signalinio laidininko ir skaičiavimams naudojama H_z komponentė yra išsidėsčiusi viena gardele toliau iš abiejų laidininko pusių, o H_y komponentė yra toje pačioje gardelėje kaip ir signalinio laidininko viršutinis paviršius, bei viena gardele žemiau nei laidininko apatinis paviršius. Pritaikius (2.28) formulę BSLS metodui, diskrečiosios srovės išraiška tampa:

$$\begin{aligned} I^{t_n} &= \sum_{j=j_1}^{j_2} \left[H_y^{t_n}\left(i, j, k_2 - \frac{1}{2}\right) - H_y^{t_n}\left(i, j, k_2 + \frac{1}{2}\right)\right] \cdot \Delta y + \\ &+ \left[H_z^{t_n}\left(i, j_2 + \frac{1}{2}, k_2\right) - H_z^{t_n}\left(i, j_1 - \frac{1}{2}, k_2\right)\right] \cdot \Delta z. \end{aligned} \tag{2.29}$$

Panaudojus (2.26) ir (2.29) išraiškas pagal BSLS metodą, gaunamos įtampos $U(t)$ ir srovės $I(t)$ laikinės charakteristikos, o atlikus šių charakteristikų Furje transformaciją gaunamos įtampos ir srovės kompleksinės dažninės charakteristikos:

$$\underline{U}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t} \mathrm{d}t, \tag{2.30}$$

$$\underline{I}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} I(t) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t} \mathrm{d}t. \tag{2.31}$$

Magnetinio lauko komponentės H_z ir H_y erdvėje pasiskirsčiusios per puse gardelės žingsnio, o laiko atžvilgiu visos elektrinio ir magnetinio lauko komponentės pasiskirsčiusios per puse laiko žingsnio. Dėl šio nevienodo pasiskirstymo atsiranda skaičiavimo paklaidos ieškant kitų elektrinių parametrų (pvz.: būdingosios varžos, laidžio, įėjimo varžos ir t. t.). Siekiant išvengti šių paklaidų (Gedney 2011) darbe siūloma apskaičiuoti srovės geometrinį vidurkį analizuojamos srities skerspjūvyje bei pridėti prie įtampos fazės pusę laiko žingsnio:

$$\underline{U}(\omega) = \underline{U}(\omega) e^{-\mathrm{j}\omega\frac{\Delta t}{2}}, \tag{2.32}$$

$$\underline{I}(\omega) = \sqrt{\underline{I^+}(\omega) + \underline{I^-}(\omega)}, \tag{2.33}$$

čia $\underline{I^{+}}(\omega)$ – srovės kompleksinė dažninė charakteristika apskaičiuota, kai H_z komponentė yra nutolusi per puse gardelės žingsnio $(\Delta x + 1/2)$ toliau už analizuojamą skerspjūvį, $\underline{I^{-}}(\omega)$ – srovės kompleksinė dažninė charakteristika apskaičiuota, kai H_z komponentė yra prieš skerspjūvį per puse gardelės žingsnio $(\Delta x - 1/2)$.

Signalinio laidininko bangos fazės koeficiento dažninė charakteristika apskaičiuojama pagal tokią išraišką:

$$\beta(\omega) = \frac{\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)}{\Delta x \cdot n_x}, \tag{2.34}$$

čia $\varphi_1(\omega)$ ir $\varphi_2(\omega)$ – analizuojamo signalinio laidininko atitinkamai įėjimo ir išėjimo signalų fazių priklausomybės nuo dažnio, n_x – gardelių skaičius x kryptimi tarp laidininko įėjimo ir išėjimo. Signalinio laidininko efektyviosios dielektrinės skvarbos priklausomybė nuo dažnio iš fazės koeficiento dažninės charakteristikos apskaičiuojama pagal tokią išraišką:

$$\varepsilon_{\text{r ef}}(\omega) = \frac{c_0^2 \beta^2(\omega)}{\omega^2}. \tag{2.35}$$

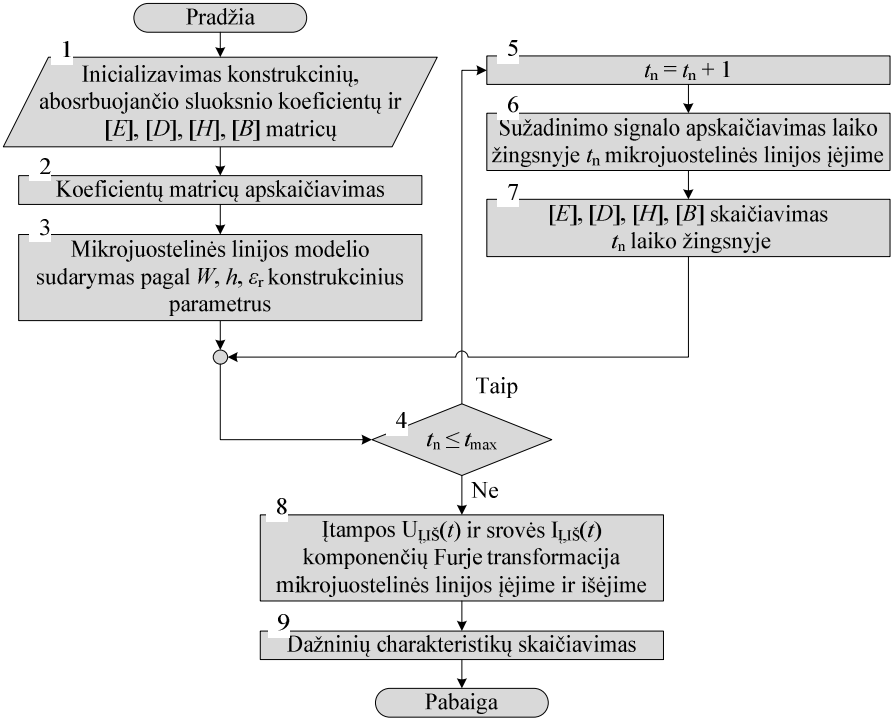
Būdingosios varžos dažninė priklausomybė apskaičiuojama iš įtampos ir srovės dažninių charakteristikų santykio:

$$Z(\omega) = \frac{U(\omega)}{I(\omega)}. \tag{2.36}$$

Mikrojuostelinės linijos, grįstos baigtinių skirtumų laiko srities metodu, elektrinių parametrų skaičiavimo algoritmas pateiktas 2.12 paveiksle. Algoritmą sudaro 9 žingsniai:

1. Įvedami analizuojamos mikrojuostelinės linijos konstrukciniai parametrai: h – dielektrinio pagrindo storis; ε_{r} – pagrindo dielektrinė skvarba; l –ilgis; W – signalinio laidininko plotis; d – absorbuojančio sluoksnio storis. Inicializuojamos elektrinės $[D]$ ir magnetinės $[B]$ indukcijos, elektrinio $[E]$ bei magnetinio $[H]$ laukų stiprio matricos.
2. Inicializuojamos ir apskaičiuojamos absorbuojančio sluoksnio koeficientų matricos.
3. Atsižvelgiant į nurodytus konstrukcinius parametrus, analizuojamoje srityje formuojamas mikrojuostelinės linijos modelis.

4. Pradedamas skaičiavimo ciklas. Skaičiavimas vykdomas tol, kol pasiekiamas maksimalus nurodytas laiko žingsnis t_{max} .
5. Ciklas pradedamas, kai laiko žingsnis t_n lygus nuliui, kiekvieno sekančio ciklo metu laiko žingsnis inkrementuojamas.
6. MPL kiekvienu ciklu perskaičiuojamas Gauso sužadinimo impulsas. Sužadinimas vykdomas sudarant atitinkamo stiprio elektrinį lauką dielektrinio pagrindo pjūvyje (2.10 pav.) per visą signalinio laidininko plotą.
7. Kiekviename laiko žingsnyje perskaičiuojamas elektrinės ir mangnetinės indukcijos bei laukų stiprių komponenčių matricos. Taip pat kiekviename žingsnyje išsaugomos E_z komponentės reikšmės MPL įėjime ir išėjime.



2.12 pav. Mikrojuostelinės linijos modelio, grįsto baigtinių skirtumų laiko srities metodu, supaprastintas algoritmas
Fig. 2.12. The simplified algorithm of the microstrip line model based on finite difference time domain method

9. Atliekama įtampos $U_{\text{Į,IŠ}}(t)$ ir srovės $I_{\text{Į,IŠ}}(t)$ komponenčių MPL įėjime ir išėjime Furje transformacija, gaunamos įtampos ir srovės kompleksinės dažninės charakteristikos MPL įėjime ir išėjime.
10. Iš įtampos kompleksinių dažninių charakteristikų apskaičiuojamos fazių dažninės priklausomybės MPL įėjime ir išėjime, o iš šių, pagal (2.34) išraišką, apskaičiuojama fazės koeficiento dažninė charakteristika $\beta(\omega)$. Iš bangos fazės koeficiento $\beta(\omega)$ apskaičiuojama efektinė dielektrinė skvarba. Iš įtampos ir srovės kompleksinių dedamųjų apskaičiuojama būdingoji varža.

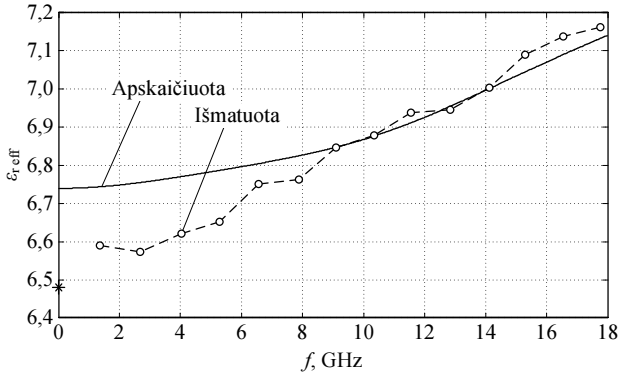
2.2.1. Mikrojuostelinės linijos modelio tyrimas

Pasiūlytas mikrojuostelinės linijos modelis, grįstas BSLS metodu, buvo tiriamas dviem etapais: pirma, tikrinamas matematinio modelio adekvatumas lyginant įvairių konstrukcinių parametrų MPL analizės rezultatus su kitų tyrėjų, kitais metodais gautais rezultatais; antra, tiriama konstrukcinių parametrų įtaka MPL efektinės dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos dažninėms priklausomybės.

Modelio adekvatumas

Publikacijose (York, Compton 1990) ir (Jain, Brown 1997) pateikti eksperimentinių MPL efektinės dielektrinės skvarbos matavimų rezultatai plačiame dažnių ruože. Atliekant skaičiavimus pagal siūlomą MPL modelį, linijos konstrukciniai parametrai buvo parinkti tokie patys kaip ir šių tyrėjų matuojamų įtaisų.

Darbe (York, Compton 1990) pateikti MPL dispersinės charakteristikos matavimų, atliktų pagal susietųjų plyšinių rezonatorių metodą 1–18 GHz dažnių ruože, rezultatai. Šio darbo bei pagal siūlomą MPL modelį gauti skaičiavimų rezultatai pateikti 2.13 paveiksle. Analizuojamos MPL konstrukciniai parametrai: dielektrinio pagrindo skvarba $\varepsilon_{\text{r}} = 9{,}8$; pagrindo storis $h = 0{,}655$ mm; signalinio laidininko pločio ir pagrindo storio santykis $W / h = 0{,}85$. Analizuojama sritis suskaidyta į kubines gardeles, kurių diskretizacijos intervalas Δ parinktas 10 kartų mažesnis nei MPL konstrukcijos mažiausias parametras (pagrindo storis *h*). Tokios intervalo reikšmės parinkimas leidžia skaičiuoti plačiame dažnių diapazone ir išvengti diskretizacijos klaidų aukštuose dažniuose. 2.13 paveiksle pateiktų charakteristikų analizė rodo, kad pagal siūlomą MPL modelį apskaičiuotų ir išmatuotų charakteristikų santykinis skirtumas neviršija 3 %. Pastebėtina, kad santykinis skirtumas yra mažesnis nei 1 %, kai analizuojamas dažnis didesnis nei 10 GHz ir skirtumas didėja dažniui mažėjant, ir nors dažninių charakteristikų santykinis skirtumas nėra didelis, tačiau lyginant su momentų meto-



2.13 pav. Mikrojuostelinės linijos santykinės efektyvios dielektrinės skvarbos apskaičiuotos pagal siūlomą modelį (ištisinė linija) ir eksperimentiškai išmatuota (York, Compton 1990) darbe (brūkšninė linija) dažninės priklausomybės, kai $\varepsilon_r = 9,8$; $h = 0,655$ mm; $W / h = 0,85$. Žvaigždute pažymėta momentų metodu apskaičiuota vertė

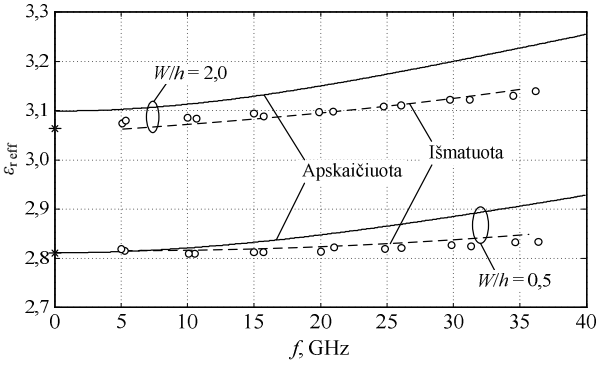
Fig. 2.13. Effective permittivity of microstrip line, calculated by proposed model (solid curves) and measured (dashed curves) in (York, Compton 1990) work dependency on frequency, when $\varepsilon_r = 9.8$; $h = 0.655$ mm; $W / h = 0.85$. Values calculated using the method of moments are pointed by asterisks

du apskaičiuota vertė statiniu atveju šis skirtumas siekia 4 %.

Darbe (Jain, Brown 1997) atlikti ant stiklo pagrindo $(\varepsilon_r = 4,0)$ pagamintų MPL efektyviosios dielektrinės skvarbos dažninių charakteristikų matavimai, taikant susietųjų plyšinių ir žiedinių rezonatorių metodus. Matuotos ir pagal siūlomą modelį apskaičiuotos dviejų skirtingo pločio mikrojuostelinių linijų ($W / h = 0,5$ ir $W / h = 2,0$) dispersinės charakteristikos pateiktos 2.14 paveiksle. Kaip ir anksčiau aprašytu atveju (2.13 pav.) išmatuotų ir apskaičiuotų verčių santykinis skirtumas neviršija 3 %, o kreivių kitimo pobūdis išlieka panašus visame dažnių diapazone ir nepriklauso nuo MPL signalinio laidininko pločio t. y. santykinis skirtumas išlieka 3 % ribose.

Konstrukcinių parametrų įtaka MPL dažninėms charakteristikoms

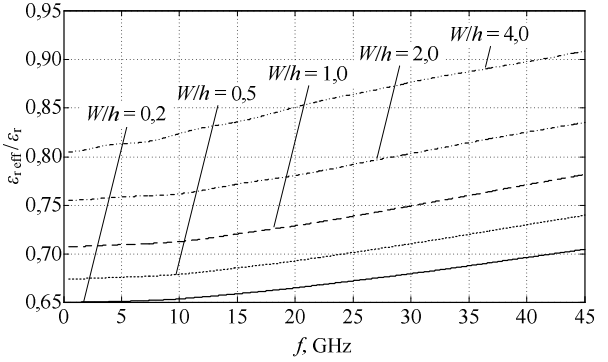
Įsitikinus siūlomo modelio adekvatumu ir nustačius, kad gaunami skaičiavimų rezultatai skiriasi nuo kitų tyrėjų eksperimentiškai išmatuotų ne daugiau kaip 3 %, išanalizuota konstrukcinių parametrų įtaka MPL būdingosios varžos ir efektyviosios dielektrinės skvarbos dažninėms priklausomybėms.



2.14 pav. Mikrojuostelinės linijos santykinės efektyvios dielektrinės skvarbos apskaičiuotos pagal siūlomą modelį (ištisinė linija) ir eksperimentiškai išmatuota (Jain, Brown 1997) darbe (brūkšninė linija) dažninės priklausomybės, kai $\varepsilon_r = 4,0$; $h = 0,2$ mm; Žvaigždute pažymėta momentų metodu apskaičiuota vertė

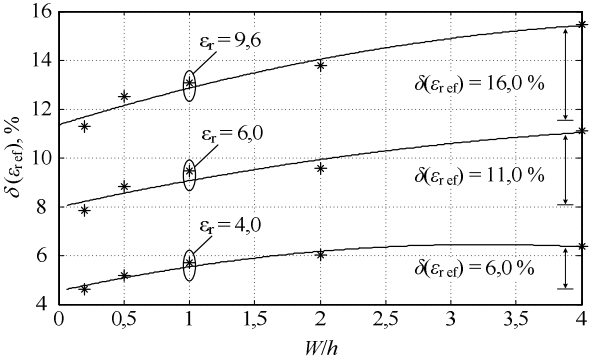
Fig. 2.14. Effective permittivity of microstrip line, calculated by proposed model (solid curves) and measured (dashed curves) in (Jain, Brown 1997) work dependency on frequency, when $\varepsilon_r = 4.0$; $h = 0.2$ mm. Values calculated using the method of moments are pointed by asterisks

Normalizuotos efektinės dielektrinės skvarbos priklausomybės nuo dažnio ir signalinio laidininko pločio pateiktos 2.15 paveiksle. Šiame paveiksle matyti, kad didėjant virpesių dažniui, visų analizuojamų MPL, ir siaurų $(W/h = 0,2)$ ir plačių $(W/h = 4,0)$, efektyvioji dielektrinė skvarba didėja, o plačiųjų MPL atveju net artėja prie pagrindo dielektrinės skvarbos vertės. Tai galima paaiškinti tuo, kad elektrinis laukas didėjant dažniui koncentruojasi dielektriniame pagrinde ir MPL efektyvioji dielektrinė skvarba tampa artimesnė dielektrinio pagrindo vertei. Taip pat pastebėtina, kad mikrojuostelinių linijų su siauresniais signaliniais laidininkai efektyviosios skvarbos pokytis, kintant dažniui, yra mažesnis negu platesnių laidininkų atveju (atitinkamai 7 % ir 12 %). Šis kitimas taip pat gali būti paaiškintas tuo, kad MPL su platesniu laidininku didesnė elektrinio lauko dalis susikoncentravusi dielektriniame pagrinde ir, didėjant dažniui, elektrinis laukas dielektrike ties platesniuoju laidininku koncentruojasi greičiau, negu ties siauresniuoju.



2.15 pav. Mikrojuostelinės linijos apskaičiuotų normalizuotų efektyviųjų dielektrinių skvarbų priklausomybė nuo dažnio su skirtingais W / h ir $\varepsilon_r = 6$

Fig. 2.15. Calculated normalized frequency dependencies of effective permittivity of microstrip line with different W / h and $\varepsilon_r = 6$



2.16 pav. Mikrojuostelinės linijos efektyviosios dielektrinės skvarbos santykinio pokyčio, didėjant dažniui, priklausomybės nuo signalinio laidininko pločio ir pagrindo dielektrinės skvarbos (žvaigždutėmis pažymėtos apskaičiuotos vertės, ištisinės kreivės – aproksimuotos priklausomybės)

Fig. 2.16. Dependences of the relative change of microstrip line effective permittivity of the at increase frequency, on the width of the microstrip and on a dielectric constant of the substrate (Calculated values marked as crosses, as solid lines – approximated values)

2.16 paveiksle pateiktos MPL efektyviosios dielektrinės skvarbos santykinio skirtumo priklausomybės nuo dažnio, signalinio laidininko pločio ir pagrin-

do dielektrinės skvarbos. Santykinis dielektrinės skvarbos skirtumas, esant aukštiesiems ir žemiesiems dažniams:

$$\delta\left(\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}\right)=\frac{\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(45)-\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0)}{\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0)}\cdot 100\ \%, \tag{2.37}$$

čia $\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(45)$ – mikrojuostelinės linijos efektyviosios dielektrinės skvarbos vertė, apskaičiuota esant 45 GHz virpesių dažniui (aukštieji dažniai); $\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0)$ – efektyviosios dielektrinės skvarbos vertė, apskaičiuota statiniam atvejui (žemieji daniai). 2.16 paveiksle matyti, kad efektyviosios dielektrinės skvarbos santykinis skirtumas aukštuose ir žemutiniuose dažniuose yra didesnis linijų, kurių pagrindo dielektrinė skvarba didesnė, nepriklausomai nuo signalinio laidininko pločio. Be to paveiksle matyti, kad platėjant signaliniam laidininkui nuo $W/h=0,2$ iki $W/h=4,0$, santykinės dielektrinės skvarbos skirtumas taip pat labiau didėja linijose, kurių pagrindo dielektrinė skvarba didesnė ($\delta(\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}})\cong 16\ \%$, kai $\varepsilon_{\mathrm{r}}=9,6$ ir $\delta(\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}})\cong 6\ \%$, kai $\varepsilon_{\mathrm{r}}=4,0$).

2.3. Antrojo skyriaus išvados

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

1. Pasiūlyti mikrojuostelinių perdavimo linijų (MPL) modeliai, gristi baigtinių skirtumų (BS) ir baigtinių skirtumų laiko srities metodais (BSLS) bei susietųjų matricų ir idealiai absorbuojančio sluoksnio būdais. Modeliai įgyvendinti MATLAB® terpėje ir C, C++ programavimo kalbomis ir tinka atskleisti meandrinių lėtinimo sistemų su labai dideliais tarpais tarp meandro strypų elektrinių parametrų kitimo pobūdį plačiame dažnių diapazone.
2. Tyrimai parodė, kad analizuojant MPL baigtinių skirtumų metodu, būtina suskaidyti linijos laidininko plotį ir dielektrinio pagrindo storį į ne mažiau kaip 5 tinklelio žingsnius, kitu atveju mažėja skaičiavimo tikslumas.
3. Taikant baigtinių skirtumų metodą ir susietųjų matricų būdą potencialo pasiskirstymas MPL skerspjūvyje randamas išsprendus tiesinių lygčių sistemą. Tokio pobūdžio skaičiavimai atliekami žymiai sparčiau, nei taikant iteracinį būdą.
4. Tyrimai parodė, kad MPL būdingosios varžos vertė apskaičiuojama 5 % tiksliau derinant BS metodą ir Gauso dėsnį elektrinės indukcijos srautui, nei taikant sukaupto elektrinio lauko energijos sąvoką.

5. Tyrimai parodė, kad, taikant BSLS metodu grįstą MPL analizės modelį, elektrinių parametrų skaičiavimo rezultatai skiriasi nuo kitų autorių skelbiamų matavimų duomenų mažiau negu 3 %.
6. Mikrojuostelinės linijos analizė naudojant BS metodu grįstą modelį vyksta žymiai sparčiau, negu naudojant BSLS metodu grįstą modelį, esant tiems patiems kompiuterio ištekliams. Pavyzdžiui, naudojant PC suderinamą kompiuterį (CPĮ taktinis dažnis – 2 GHz, pagrindinės atminties talpa – 4 GB, operacinė sistema – MS Windows 7) ir taikant BS metodu grįstą modelį, MPL analizė trunka apie 120 sekundžių, o naudojant BSLS metodu grįstą modelį apie 120 minučių. Todėl BS metodas labiau tinka pradinei MPL konstrukcinių parametrų sintezei, o susintezuotos linijos elektriniams parametrams plačiame dažnių diapazone analizuoti naudotinas BSLS metodas.

3

Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelio sudarymas ir tyrimas

Daugelio lėtinimo įtaisų, tame tarpe ir mikrojuostelinių, sandara yra periodinė – sudaryta iš dielektriniame pagrinde reguliariai išdėstytų laidininkų. Tokį laidininkų išdėstymą atitinka daugialaidė mikrojuostelinė linija, kuri yra plačiai naudojama modeliuojant periodinius lėtinimo įtaisus, reguliarias arba nereguliarias meandrines mikrojuostelines vėlinimo linijas.

Ankstesniame skyriuje nagrinėtas baigtinių skirtumų ir baigtinių skirtumų laiko srities metodų taikymas mikrojuostelinių linijų analizei. Pastebėta, kad mikrojuostelinės linijos analizė, taikant baigtinių skirtumų metodą, trunka žymiai mažiau negu taikant baigtinių skirtumų laiko srities metodą. Taigi baigtinių skirtumų metodas tinkamesnis mikrojuostelinės linijos ir jos pagrindu sukurtų įtaisų konstrukcinių parametrų sintezei, o baigtinių skirtumų laiko srities metodas laiko ir dažninėms charakteristikoms apskaičiuoti. Atsižvelgdami į tai šiame skyriuje, sudaromi susietųjų ir daugialaidžių mikrojuostelinių linijų modeliai ir tiriamos šių linijų dažninių charakteristikų priklausomybės nuo konstrukcinių parametrų. Pateikiamos tolygios ir netolygios būdingosios varžos daugialaidės linijos sintezės metodikos.

Skyriaus tema paskelbti keturi autoriaus straipsniai (Pomarnacki *et al.* 2010; Pomarnacki, Krukonis 2011; Krukonis, Urbanavičius 2012; Krukonis, Mikučionis 2013).

3.1. Susietųjų mikrojuostelinių linijų modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu

Susietosios mikrojuostelinės linijos (SML) plačiai taikomos filtruose (Mohra 2009), rezonatoriuose (Bogdanov, Ludwig 2002), fazės keitikliuose (Sheng, Ong 2012) ir kituose mikrobangų elektronikos įtaisuose. Be to, SML analizės metodika remiasi daugialaidžių mikrojuostelinių linijų modeliavimu. Siekiant suderinti SML ar jų pagrindu sudarytus įtaisus su kitų elektroninių prietaisų signaliniu traktu, būtina žinoti SML būdingosios varžos ir santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos dažnines charakteristikas.

Poskyryje pateikiamas susietųjų mikrojuostelinių linijų matematinis modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu (BSLS) ir idealiai suderinto absorbuojančio sluoksnio paradigma. Aptariamos siūlomos įtampos, srovės, būdingosios varžos ir efektyviosios dielektrinės skvarbos dažninių charakteristikų skaičiavimo metodikos.

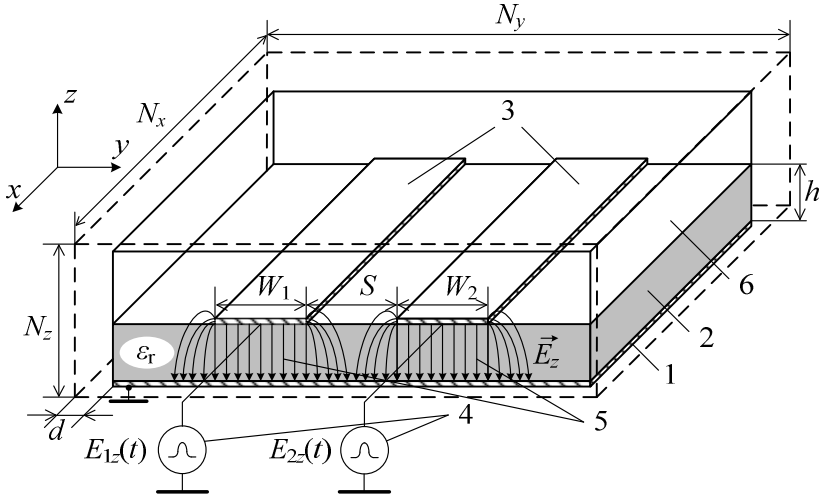
3.1.1. Susietųjų mikrojuostelinių linijų modelis ir elektrinių parametrų skaičiavimo metodikos

Susietųjų mikrojuostelinių linijų konstrukcijos eskizas pateiktas 3.1 paveiksle. Tokias konstrukcijas sudaro du mikrojuosteliniai signaliniai laidininkai suformuoti dielektrinio pagrindo paviršiuje. Signalinių laidininkų plotis W_i, gali skirtis. Tarpas S tarp signalinių laidininkų lemia jų elektromagnetinį sąryšį. Šių laidininkų būdingoji varža ir efektyvioji dielektrinė skvarba priklauso nuo SML konstrukcinių parametrų: W_i, S, h ir ε_{r} bei nuo signalinių laidininkų sužadinimo būdo.

SML įtampos ir srovės dažninės charakteristikos tam tikruose analizuojamos srities taškuose apskaičiuojamos panašiu būdu kaip ir mikrojuostelinės linijos atveju, t. y. iš elektrinio ir magnetinio laukų stiprio verčių nurodytame taške, esant kvazi-TEM artiniui. Įtampos tarp *i*-tojo signalinio laidininko ir apatinio ekrano apskaičiuojamos pagal tokią išraišką:

$$U_i = \int_{L_i} \overrightarrow{E_i} \cdot \mathrm{d}\vec{l}\,, \tag{3.1}$$

čia L_i – integravimo kelias tarp apatinio ekrano ir *i*-tojo signalinio laidininko (3.2 pav., a); $\overrightarrow{E_i}$ – elektrinio lauko stiprio vektorius srityje tarp ekrano ir *i*-tojo signalinio laidininko. Pritaikius (2.25) formulę BSLS metodui, diskrečiosios įtampos išraiška tampa:



3.1 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų sandara skirta analizei BSLS metodu: 1 – įžemintas ekranas; 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – signaliniai laidininkai; 4 – signalų šaltiniai; 5 – sužadinimo sritis (pažymėta tiesiomis, be šoninės sklaidos, elektrinio lauko stiprio jėgos linijomis) skerspjūvyje; 6 – idealiai suderintas absorbuojantis sluoksnis

Fig. 3.1. Coupled microstrip structure for analysis by FDTD method: 1 – reference conductor; 2 – dielectric substrate; 3 – signal conductors; 4 – signal sources; 5 – excitation area (marked as straight, without side spread, electric field lines) in cross section; 6 – perfectly matching layer

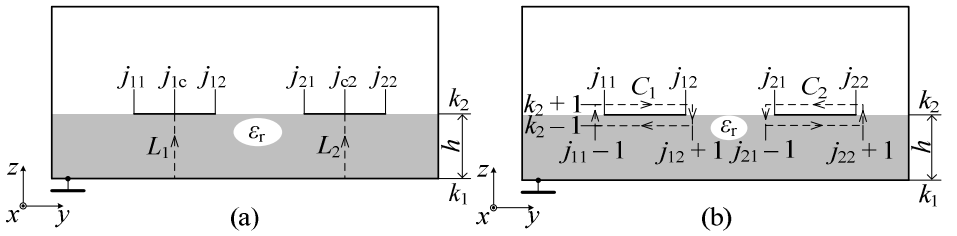
$$U_i^{t_n+\frac{1}{2}} = \sum_{k=k_1}^{k_2-1} E_z^{t_n+\frac{1}{2}}\left(i, j_{ic}, k\right)\cdot \Delta z\,, \tag{3.2}$$

čia indeksai k_1 ir k_2 žymi atitinkamai apatinio ekrano bei signalinio laidininko apačios koordinates z ašies kryptimi; j_{ic} – i-tojo signalinio laidininko centro koordinatė y ašies kryptimi; t_n – laiko žingsnis; Δz – gardelės žingsnis z ašies kryptimi.

Gauso sužadinimo impulso diskretusis elektrinio lauko stipris SML atveju išreiškiamas:

$$E_{iz}^{t_n+\frac{1}{2}}\left(i, j_{ic}, k\right) = -\frac{U_i^{t_n+\frac{1}{2}}}{\Delta z\cdot h}\,, \tag{3.3}$$

čia h – dielektrinio pagrindo storis (gardelių skaičius z kryptimi). Daroma prielaida, kad elektrinio lauko stipris po tam tikru signaliniu laidininku (t. y. srityse



3.2 pav. Įtampos (a) ir srovės (b) skaičiavimo susietųjų mikrojuostelinių linijų skerspjūvyje iliustracija
Fig. 3.2. Voltage (a) and current (b) calculation iliustration in the cross section of coupled microstrip lines

tarp apatinio ekrano ir taškų j_{11}, j_{12} bei j_{21}, j_{22}) yra vienalytis – nepaisoma lauko sklaidos ties laidininkų kraštais. Impulso įtampos dydis bei ženklas SML modelyje gali būti parenkamas laisvai.

Signaliniais laidininkais tekanti srovė apskaičiuojama naudojant kvazistatinę Ampero dėsnio aproksimaciją:

$$I_i = \oint_{C_i} \overrightarrow{H_i} \cdot \mathrm{d}\vec{l}\,, \tag{3.4}$$

čia C_i – kontūro apėjimo kelias *i*-tojo laidininko srovei skaičiuoti (3.2 pav., b); $\overrightarrow{H_i}$ – magnetinio lauko stiprio vektorius srityje aplink *i*-tąjį signalinį laidininką. Pritaikius (2.28) formulę BSLS metodui, *i*-tojo signalinio laidininko diskrečiosios srovės išraiška tampa:

$$\begin{aligned} I_i^{t_n} &= \sum_{j=j_1}^{j_2} \left[H_y^{t_n}\left(i, j, k_2 - \frac{1}{2}\right) - H_y^{t_n}\left(i, j, k_2 + \frac{1}{2}\right)\right] \cdot \Delta y + \\ &+ \left[H_z^{t_n}\left(i, j_2 + \frac{1}{2}, k_2\right) - H_z^{t_n}\left(i, j_1 - \frac{1}{2}, k_2\right)\right] \cdot \Delta z. \end{aligned} \tag{3.5}$$

Panaudojus (2.26) ir (2.29) išraiškas pagal BSLS metodą, gaunamos įtampos ir srovės laikinės charakteristikos, o atlikus šių charakteristikų Furje transformaciją, gaunamos įtampos ir srovės nurodytame taške dažninės charakteristikos.

i-tojo SML signalinio laidininko efektyviosios dielektrinės skvarbos priklausomybė nuo dažnio apskaičiuojama taip:

$$\varepsilon_{ir\,\mathrm{ef}}(\omega) = \frac{\mathrm{c}_0^2 \beta_i^2(\omega)}{\omega^2}. \tag{3.6}$$

i-tojo SML signalinio laidininko būdingosios varžos dažninės priklausomybės išraiška tampa:

$$Z_i(\omega) = \frac{U_i(\omega)}{I_i(\omega)}. \tag{3.7}$$

3.1.2. Susietųjų mikrojuostelinių linijų modelio tyrimas

Susietosioms mikrojuostelinės linijoms tirti BSLS metodu kompiuteriniame modelyje buvo sudaryta 200×140×40 kubinių gardelių analizės sritis. Toks srities dydis parinktas siekiant modeliuoti tiek siaurus ($W_{1,2} \geq 0{,}159$ mm), tiek plačius ($W_{1,2} \leq 3{,}175$ mm) signalinius laidininkus. Parinktas absorbuojančio sluoksnio storis – 10 gardelių, kurių pakanka atspindžių paklaidai $R(\theta) \cong \mathrm{e}^{-16}$ pasiekti. Dielektrinio pagrindo storis parinktas 0,635 mm (Rodgers® įmonės dvipusės folijuoto aukštadažnio dielektriko storis (Rodgers 2013)) ir jį sudaro 8 gardelės, laiko žingsnis apskaičiuojamas pagal (2.22) išraišką. Modelio tyrimams pasirinktos SML būdingosios varžos ir efektyviosios dielektrinės skvarbos dažninės charakteristikos, todėl, siekiant gauti šias charakteristikas plačiame dažnių ruože, susietosios linijos sužadinamos Gauso impulsu, kurio spektro plotis yra 35 GHz. Siekiant užtikrinti normaliųjų bangų sklidimą susietosiose mikrojuostelinėse linijose, t. y. kai bangų sklidimo faziniai greičiai yra vienodi (angl. *eigen mode*), būtina laikytis tam tikrų žadinimo sąlygų:

- Vienodo pločio laidininkų susietosios linijos žadinamos lyginiu arba nelyginiu būdu, t. y. siunčiant į laidininkus vienodo dydžio ir atitinkamai vienodo (angl. *even mode*) arba priešingo (angl. *odd mode*) ženklo įtampas.
- Skirtingo pločio laidininkų susietosios linijos žadinamos sinfaziniu (angl. c-*mode*) arba priešfaziniu (angl. π-*mode*) būdu, t. y. siunčiant į laidininkus tam tikro dydžio (įtampų dydis priklauso nuo laidininko pločio) ir atitinkamai vienodo arba skirtingo ženklo įtampas.

Siūlomas susietųjų mikrojuostelinių linijų modelis ištirtas dviem etapais. Pirma, atliekant SML analizę ir lyginant gautus skaičiavimo rezultatus su kitais metodais gautais rezultatais, įsitikinta modelio adekvatumu. Antra, išnagrinėta konstrukcinių parametrų įtaka SML efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos dažninėmis priklausomybėms.

Modelio adekvatumas

SML modelio, grįsto BSLS metodu, adekvatumui patikrinti buvo sumodeliuotos įvairaus signalinio laidininko pločio ir tarpo tarp jų susietosios linijos, veikiančios normaliųjų bangų režimais. Apskaičiuotos jų efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos, o gautos vertės palygintos su vertėmis, gautomis kitais analizės metodais.

3.1–3.4 lentelėse pateikti SML, sužadintų lyginiu ir nelyginiu būdu, efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos vertės, gautos pagal siūlomą modelį, esant žemiesiems dažniams, ir apskaičiuotos pagal momentų metodą kvazistatiniam artiniui. Lentelėse taip pat pateikti minėtų dydžių santykiniai skirtumai:

$$\delta\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}} = \frac{\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0) - \varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}^{\mathrm{MoM}}}{\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}^{\mathrm{MoM}}} \cdot 100\ \%, \tag{3.8}$$

čia $\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0)$ ir $\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}^{\mathrm{MoM}}$ – atitinkamai SML santykinė efektyvioji dielektrinė skvarba, esant žemiesiems dažniams, apskaičiuota pagal siūlomą modelį ir kvazistatinį artinį, apskaičiuotą pagal momentų metodą:

$$\delta Z_{\mathrm{B}} = \frac{Z_{\mathrm{B}}(0) - Z_{\mathrm{B}}^{\mathrm{MoM}}}{Z_{\mathrm{B}}^{\mathrm{MoM}}} \cdot 100\ \%, \tag{3.9}$$

čia $Z_{\mathrm{B}}(0)$ ir $Z_{\mathrm{B}}^{\mathrm{MoM}}$ – atitinkamai SML būdingosios varžos, esant žemiesiems dažniams, apskaičiuotos pagal siūlomą modelį ir kvazistatinį artinį, apskaičiuotą pagal momentų metodą.

3.1 lentelė. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, veikiančių lyginės normaliosios bangos režimu, santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos vertės, apskaičiuotos pagal baigtinių skirtumų laiko srities ir momentų metodą grįstus modelius bei šių dydžių santykiniai skirtumai, kai $\varepsilon_{\mathrm{r}} = 9,6$; $h = 0,635$ mm; $S/h = 1,0$

Table 3.1. Coupled microstrip lines, operated in even mode, relative effective permittivity and characteristic impedance values calculated by finite difference time domain and method of moments models and their values relative differences, when $\varepsilon_{\mathrm{r}} = 9.6$; $h = 0.635$ mm; $S/h = 1.0$

W/h	$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0)$	$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}^{\mathrm{MoM}}$	$\delta\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}$, %	$Z_{\mathrm{B}}(0)$, Ω	$Z_{\mathrm{B}}^{\mathrm{MoM}}$, Ω	δZ_{B}, %
0,25	7,16	6,36	12,6	95,5	96,9	–1,44
0,5	7,36	6,64	10,8	77,4	76,9	0,65
1,0	7,67	6,99	9,73	57,1	56,2	1,60
2,0	8,12	7,49	8,41	38,3	37,4	2,41
5,0	8,75	8,21	6,58	19,5	19,5	0,00

3.2 lentelė. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, veikiančių nelyginės normaliosios bangos režimu, santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos vertės, apskaičiuotos pagal baigtinių skirtumų laiko srities ir momentų metodą grįstus modelius bei šių dydžių santykiniai skirtumai, kai $\varepsilon_{\mathrm{r}} = 9,6$; $h = 0,635$ mm; $S/h = 1,0$

Table 3.2. Coupled microstrip lines, operated in odd mode, relative effective permittivity and characteristic impedance values calculated by finite difference time domain and method of moments models and their values relative differences, when $\varepsilon_{\mathrm{r}} = 9.6$; $h = 0.635$ mm; $S/h = 1.0$

W/h	$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0)$	$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}^{\mathrm{MoM}}$	$\delta\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}$, %	$Z_{\mathrm{B}}(0)$, Ω	$Z_{\mathrm{B}}^{\mathrm{MoM}}$, Ω	δZ_{B}, %
0,25	5,28	5,45	–3,12	70,3	73,5	–4,35
0,5	5,40	5,55	–2,70	57,8	57,7	0,17
1,0	5,77	5,75	0,35	44,9	43,2	3,94
2,0	6,42	6,14	4,56	31,45	30,1	4,49
5,0	7,54	6,91	9,12	17,2	16,4	4,88

3.3 lentelė. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, veikiančių lyginės normaliosios bangos režimu, santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos vertės, apskaičiuotos pagal baigtinių skirtumų laiko srities ir momentų metodą grįstus modelius bei šių dydžių santykiniai skirtumai, kai $\varepsilon_{\mathrm{r}} = 9,6$; $h = 0,635$ mm; $W_{1,2}/h = 1,0$

Table 3.3. Coupled microstrip lines, operated in even mode, relative effective permittivity and characteristic impedance values calculated by finite difference time domain and method of moments models and their values relative differences, when $\varepsilon_{\mathrm{r}} = 9.6$; $h = 0.635$ mm; $W_{1,2}/h = 1.0$

S/h	$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0)$	$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}^{\mathrm{MoM}}$	$\delta\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}$, %	$Z_{\mathrm{B}}(0)$, Ω	$Z_{\mathrm{B}}^{\mathrm{MoM}}$, Ω	δZ_{B}, %
0,25	7,56	6,95	8,78	65,3	63,2	3,32
0,5	7,60	6,99	8,73	61,8	60,2	2,66
1,0	7,67	6,99	9,73	57,1	56,2	1,60
2,0	7,51	6,88	9,16	53,5	52,6	1,71
5,0	7,23	6,60	9,55	51,6	50,6	1,98

3.4 lentelė. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, veikiančių nelyginės normaliosios bangos režimu, santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos vertės, apskaičiuotos pagal baigtinių skirtumų laiko srities ir momentų metodą grįstus modelius bei šių dydžių santykiniai skirtumai, kai $\varepsilon_{\mathrm{r}} = 9,6$; $h = 0,635$ mm; $W_{1,2}/h = 1,0$

Table 3.4. Coupled microstrip lines, operated in even mode, relative effective permittivity and characteristic impedance values calculated by finite difference time domain and method of moments models and their values relative differences, when $\varepsilon_{\mathrm{r}} = 9.6$; $h = 0.635$ mm; $W_{1,2}/h = 1.0$

S/h	$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}(0)$	$\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}^{\mathrm{MoM}}$	$\delta\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}$, %	$Z_{\mathrm{B}}(0)$, Ω	$Z_{\mathrm{B}}^{\mathrm{MoM}}$, Ω	δZ_{B}, %
0,25	5,39	5,52	–2,36	31,6	33,0	–4,24
0,5	5,49	5,61	–2,14	38,3	38,0	0,79
1,0	5,77	5,75	0,35	44,9	43,2	3,94
2,0	6,21	5,99	3,67	48,8	47,1	3,61
5,0	6,69	6,28	6,53	50,7	49,3	2,84

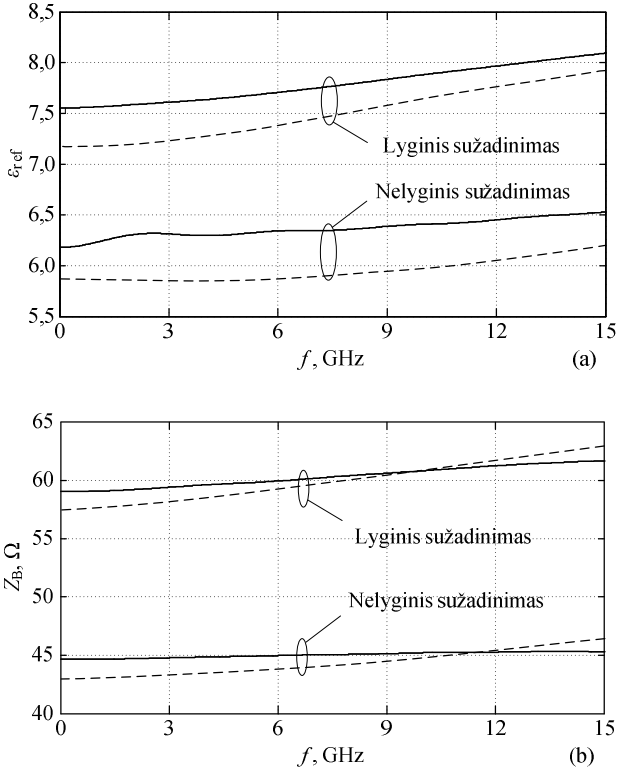
Analizuojant 3.1–3.4 lentelėse pateiktus duomenis matyti, kad SML efektyvioji dielektrinė skvarba, apskaičiuota pagal siūlomą modelį, visuomet yra didesnė nei skvarba, apskaičiuota pagal momentų metodą, ir lyginio ir nelyginio sužadinimo atveju. Didžiausias santykinis skirtumas efektyviosios dielektrinės skvarbos, apskaičiuotos skirtingais būdais, neviršija 13 %. Pastebėtina, kad būdingoji varža, apskaičiuota pagal siūlomą SML modelį, esant įvairiems konstrukcinių parametrų deriniams, yra ir mažesnė, ir didesnė už varžą, gautą pagal momentų metodą, tačiau didžiausias santykinis skirtumas šiuo atveju neviršija 5 %.

Pagal siūlomą SML modelį apskaičiuotų efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos dažninių priklausomybių adekvatumui patikrinti buvo sumodeliuota ir išanalizuota linija, kurios konstrukciniai parametrai atitinka (Jansen 1978) darbe integralinių lygčių metodu tiriamą liniją. Šios linijos analizės rezultatai pateikti 3.3 paveiksle.

Apskaičiuotos dažninių priklausomybių kreivės, pateiktos 3.3 paveiksle, rodo, kad BSLS metodu grįsto modelio ir integralinių lygčių metodo apskaičiuotų verčių santykinis skirtumas neviršija 6 % efektyviosios dielektrinės skvarbos atveju ir 5 % būdingosios varžos atveju. Pastebėtina, kad santykinis skirtumas yra mažesnis nei 5 %, kai analizuojamas dažnis didesnis nei 12 GHz ir skirtumas didėja dažniui mažėjant. Iš gautų rezultatų galima teigti, kad BSLS metodu grįsto modelio tikslumas yra pakankamas susietųjų linijų analizei.

Konstrukcinių parametrų įtaka SML dažninėms charakteristikoms

Vienodo pločio susietųjų linijų efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos dažninės priklausomybės lyginio sužadinimo atveju pateiktos 3.4 paveiksle, o priklausomybių santykiniai pokyčiai – 3.1 lentelėje. Analizuojant 3.4 paveikslo kreives matyti, kad, kaip ir pavienės mikrojuostelinės linijos atveju, platesnių signalinių laidininkų efektyvioji dielektrinė skvarba yra didesnė ir, didėjant dažniui, artėja prie pagrindo dielektrinės skvarbos. Kuo platesni signaliniai laidininkai, tuo skirtumas tarp efektyviosios dielektrinės skvarbos verčių



3.3 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų santykinės efektinės dielektrinės skvarbos (a) ir būdingosios varžos (b) dažninės priklausomybės, apskaičiuotos pagal baigtinių skirtumų laiko srities metodu grįstą modelį (ištisinės linijos) ir pagal (Jansen 1978) integralinių lygčių metodą (brūkšninės linijos), kai h = 0,64 mm, $W_{1,2}$ = 0,6 mm; S = 0,6 mm; ε_r = 9,6

Fig. 3.3. Effective dielectric constant (a) and characteristic impedance (b) dependencies on frequency of coupled microstrip line, calculated by finite difference time domain method model (straight lines) and by (Jansen 1978) integral equation method (dashed lines), when h = 0.64 mm; $W_{1,2}$ = 0.6 mm; S = 0.6 mm; ε_r = 9.6

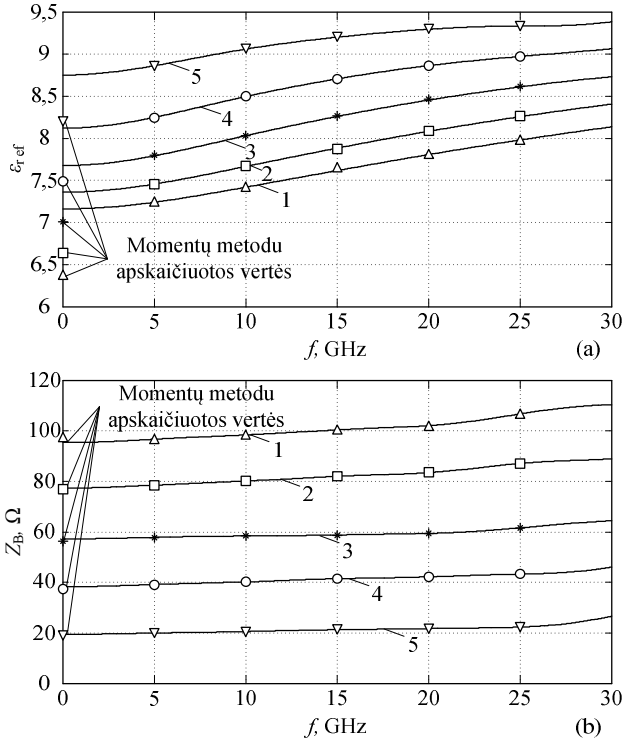
aukštuosiuose dažniuose ir verčių žemuosiuose dažniuose yra mažesnis nei siauresnių laidininkų atveju (3.5 lentelė). Tai galima paaiškinti tuo, kad didžioji dalis elektrinio lauko yra susikoncentravusi dielektriniame pagrinde, esant platesniems signaliniams laidininkams, ir, didėjant dažniui, elektrinio lauko koncentracija pagrinde šiuo atveju padidėja nežymiai. Panašus skirtumas pastebimas tarp siauresnių ir platesnių signalinių laidininkų būdingųjų varžų priklausomybių (3.4 pav., b). Lyginant žemuosiuose dažniuose efektyviosios dielektrinės skvarbos apskaičiuotas vertes su statiniu momentų metodu gautomis vertėmis, nustatyta, kad santykinis skirtumas neviršija 13 %, o būdingosios varžos analogiškas santykinis skirtumas neviršija 5 %.

3.5 lentelė. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, veikiančių lyginės normaliosios bangos režimu, dažninių charakteristikų santykiniai pokyčiai
Table 3.5. Coupled microstrip lines, operated in even mode, relative changes of the frequency characteristics

W/h	$\delta\varepsilon_{\text{r ef}}(f)^{*}$	$\delta Z_{\text{B}}(f)^{**}$
0,25	13,7	37,0
0,5	13,8	22,0
1,0	13,4	12,0
2,0	11,4	15,0
5,0	6,64	16,2

Pastabos: * – $\delta\varepsilon_{\text{r ef}}(f) = \left[\varepsilon_{\text{r ef}}(30\ \text{GHz}) - \varepsilon_{\text{r ef}}(0)\right] / \varepsilon_{\text{r ef}}(0) \cdot 100\ \%;$;
** – $\delta Z_{\text{B}}(f) = \left[Z_{\text{B}}(30\ \text{GHz}) - Z_{\text{B}}(0)\right] / Z_{\text{B}}(0) \cdot 100\ \%.$

Vienodo pločio, bet skirtingo tarpo tarp laidininkų susietosios mikrojuostelinės linijos efektyviosios dielektrinės skvarbos ir būdingosios varžos skaičiavimų rezultatai pateikti 3.5 paveiksle. Apskaičiuotos vertės žemuosiuose dažniuose buvo lyginamos su momentų metodu gautomis vertėmis, kurios pažymėtos kreives atitinkančiais simboliais. Kaip ir ankstesniame kompiuteriniame eksperimente, laidininkų pločių keitimo atveju (3.4 pav.), būdingosios varžos santykinis skirtumas, tarp dviem būdais (BSLS ir momentų metodu) gautų rezultatų, neviršija 3 %, efektyviosios dielektrinės skvarbos – 10 %. 3.5 paveiksle matyti, kad didėjant tarpui tarp susietųjų mikrojuostelinių linijų laidininkų, būdingosios varžos vertės mažėja ir artėja prie atitinkamo pločio pavienės mikrojuostelinės linijos būdingosios varžos vertės, tačiau kreivių kitimo pobūdis, dažniui didėjant, išlieka toks pat.

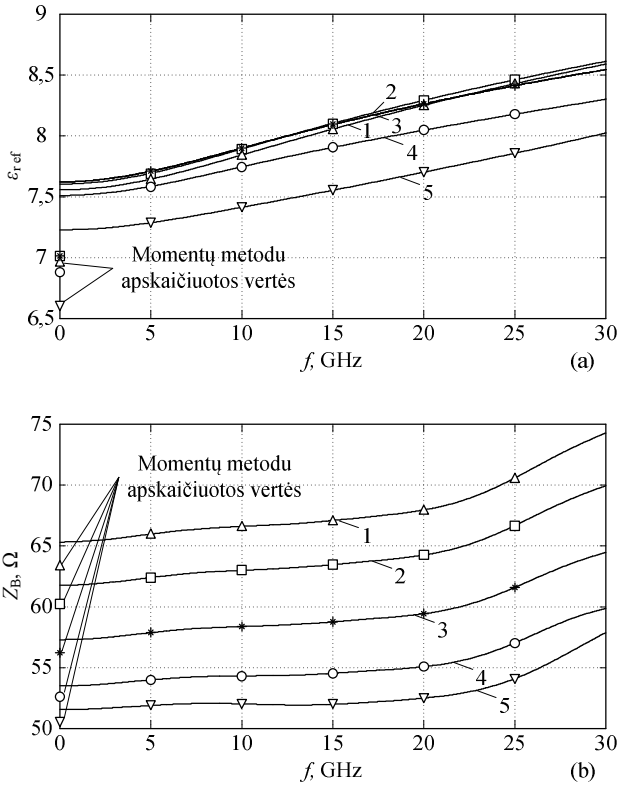


3.4 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, veikiančių lyginių normaliųjų bangų režimu, efektyviosios dielektrinės skvarbos (a) ir būdingosios varžos (b) priklausomybės nuo dažnio ir laidininkų pločio, kai h = 0,635 mm, $W_1/h = W_2/h = W/h$, S/h = 1,0; ε_r = 9,6: 1 – W/h = 0,25; 2 – W/h = 0,5; 3 – W/h = 1,0; 4 – W/h = 2,0; 5 – W/h = 5,0

Fig. 3.4. Effective dielectric constant (a) and characteristic impedance (b) dependencies on frequency and conductor widths of coupled microstrip line operating in even mode, when h = 0.635 mm, $W_1/h = W_2/h = W/h$, S/h = 1.0, ε_r = 9,6: Signal conductors widths are changed: 1 – W/h = 0.25; 2 – W/h = 0.5; 3 – W/h = 1.0; 4 – W/h = 2.0; 5 – W/h = 5.0

Skirtingų pločių laidininkų SML efektyviosios dielektrinės skvarbos skaičiavimo rezultatai, esant sinfaziniam ir priešfaziniamui sužadinimui, pateikti 3.6 paveiksle, a ir b atitinkamai. Būdingosios varžos skaičiavimai, esant SML sinfaziniam ir priešfaziniamui sužadinimui, pateikti 3.7 paveiksle, a ir b atitinkamai. Tiriant skirtingo pločio laidininkų SML buvo siekiama gauti abiejų laidininkų vienodą efektyviąją dielektrinę skvarbą, nes tik tuo atveju linijose vyrauja normalių bangų režimas. Įtampos kiekvienam iš laidininkų sužadinti buvo apskaičiuotos naudojant momentų metodu grįstą SML modelį (Mikučionis, Urbanavičius 2011).

Iš 3.6 paveikslo, a ir b kreivių pobūdžio matyti, kad efektyviosios dielektrinės skvarbos skirtumas tarp dviejų laidininkų nėra didelis ir sinfazinio sužadinimo atveju santykinis skirtumas neviršija 1 %, o priešfazinio sužadinimo atveju – 3 %. Pastebėtina, kad siauresnių signalinių laidininkų efektyviosios dielektrinės

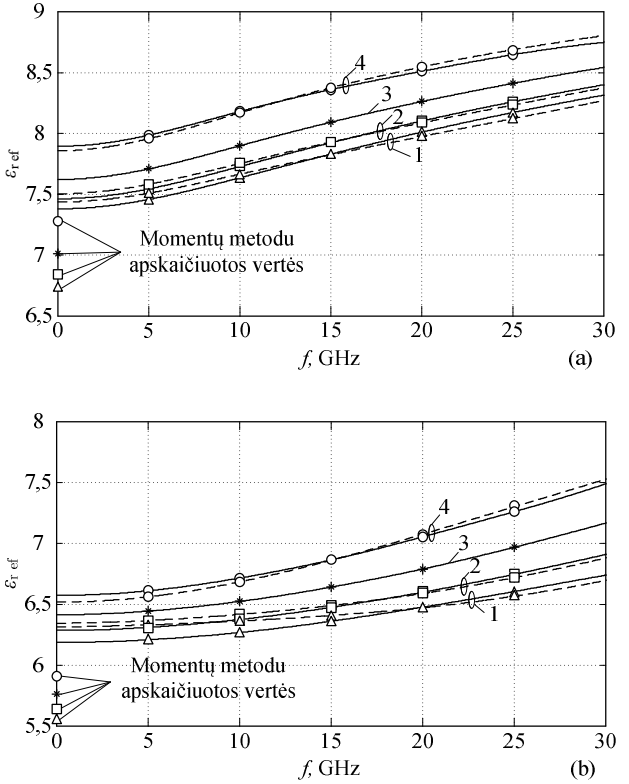


3.5 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, veikiančių lyginių normaliųjų bangų režimu, efektyviosios dielektrinės skvarbos (a) ir būdingosios varžos (b) priklausomybės nuo dažnio ir tarpo tarp laidininkų dydžio, kai $W_1/h = W_2/h = W/h = 1$, $h = 0{,}635$ mm, $\varepsilon_r = 9{,}6$: 1 – $S/h = 0{,}25$; 2 – $S/h = 0{,}5$; 3 – $S/h = 1$; 4 – $S/h = 2$; 5 – $S/h = 5$

Fig. 3.5. Effective dielectric constant (a) and characteristic impedance (b) dependencies on frequency and space size between conductors of coupled microstrip lines operating on even mode, when $W_1/h = W_2/h = W/h = 1$, $h = 0.635$ mm, $\varepsilon_r = 9.6$: 1 – $S/h = 0.25$; 2 – $S/h = 0.5$; 3 – $S/h = 1$; 4 – $S/h = 2$; 5 – $S/h = 5$

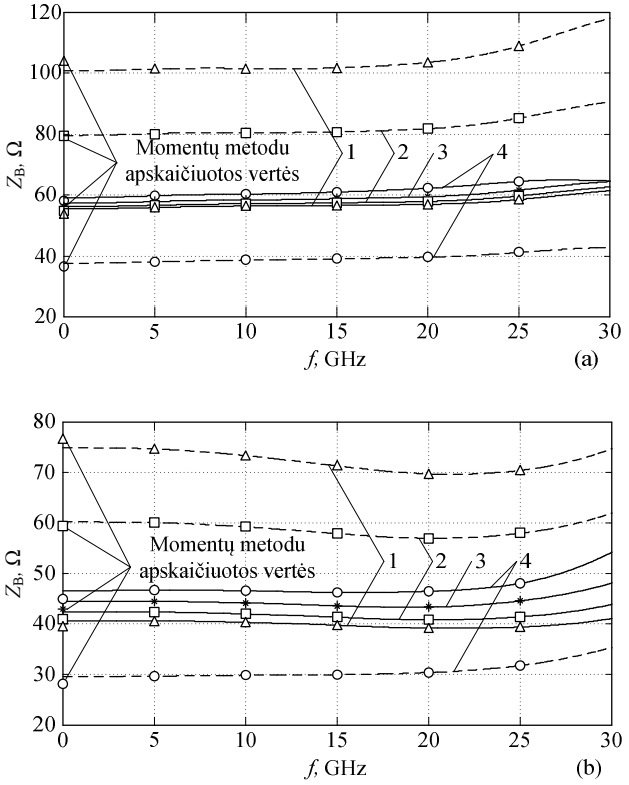
skvarbos vertė didesnė nei platesnių laidininkų žemuosiuose dažniuose, o aukštuosiuose (daugiau nei 20 GHz) – atvirkščiai. Šis kitimas panašus tiek sinfazinio tiek priešfazinio sužadinimo atvejais.

Lyginant žemuosiuose dažniuose apskaičiuotas efektyviosios dielektrinės skvarbos vertes ir momentų metodu gautas vertes, matyti, kad santykinis skirtumas neviršija 10 %, būdingosios varžos – 3 %.



3.6 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, sužadintų sinfaziškai (a) ir priešfaziškai (b), efektyviosios dielektrinės skvarbos priklausomybės nuo dažnio ir laidininkų pločio santykių, kai $W_1/h = S/h = 1$, $\varepsilon_r = 9{,}6$: 1 – $W_2/W_1 = 0{,}25$; 2 – $W_2/W_1 = 0{,}5$; 3 – $W_2/W_1 = 1$; 4 – $W_2/W_1 = 2$. Brūkšninėmis linijomis žymimos W_2 laidininko priklausomybės, tiesiomis – W_1

Fig. 3.6. Coupled microstrip lines, operating in c and π mode, effective dielectric constant dependencies on frequency and conductors width, when $W_1/h = S/h = 1$, $\varepsilon_r = 9.6$: 1 – $W_2/W_1 = 0.25$; 2 – $W_2/W_1 = 0.5$; 3 – $W_2/W_1 = 1$; 4 – $W_2/W_1 = 2$. W_2 values marked as dashed lines, W_1 as solid lines



3.7 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, sužadintų sinfaziškai (a) ir priešfaziškai (b), būdingosios varžos priklausomybės nuo dažnio ir laidininkų pločio santykių, kai $W_1/h = S/h = 1$, $\varepsilon_r = 9{,}6$: 1 – $W_2/W_1 = 0{,}25$; 2 – $W_2/W_1 = 0{,}5$; 3 – $W_2/W_1 = 1$; 4 – $W_2/W_1 = 2$. Brūkšninėmis linijomis žymimos W_2 laidininko priklausomybės, tiesiomis – W_1

Fig. 3.7. Coupled microstrip lines, operating in c and π mode, characteristic impedance dependencies on frequency and conductors width, when $W_1/h = S/h = 1$, $\varepsilon_r = 9.6$: 1 – $W_2/W_1 = 0.25$; 2 – $W_2/W_1 = 0.5$; 3 – $W_2/W_1 = 1$; 4 – $W_2/W_1 = 2$. W_2 values marked as dashed lines, W_1 as solid lines

Būdingosios varžos kitimo pobūdis, didėjant dažniui (3.7 pav.), tiek vieno, tiek kito signalinio laidininko išlieka panašus, tačiau dėl skirtingų laidininkų pločių skiriasi jų būdingųjų varžų vertės. Kai SML antrasis laidininkas siauresnis už pirmąjį laidininką, jo būdingoji varža didesnė ir atvirkščiai, kai pirmasis siauresnis – būdingoji varža mažesnė. Lyginant žemuosiuose dažniuose apskaičiuotas būdingosios varžos vertes ir momentų metodu gautas vertes, matyti, kad santykinis skirtumas neviršija 3 %, o efektyviosios dielektrinės skvarbos – 10 %.

Iš konstrukcinių parametrų analizės matyti, kad visais atvejais, tiek esant nevienodiems signalinių laidininkų pločiams, tiek tarpams tarp jų, efektyvioji dielektrinė skvarba, didėjant dažniui, didėja, dėl elektrinio lauko koncentracijos dielektriniame pagrinde. SML galima suderinti normaliųjų bangų darbo režimui (sinfaziniam arba priešfaziniam), tačiau tokiu atveju skiriasi laidininkų būdingosios varžos.

3.2. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu

Daugialaidės mikrojuostelinės linijos (DML) yra plačiai taikomos įvairiuose mikrobangų įtaisuose: filtruose, antenose, lėtinimo sistemose ir vėlinimo įrenginiuose. Periodinės DML, sudarytos iš vienodo pločio signalinių laidininkų, elektromagnetinės bangos sklidimo greitis ties kiekvienu laidininku teoriškai yra vienodas, taip pat vienoda ir būdingoji varža. Ši prielaida leidžia idealiai suderinti DML su signalo šaltiniais bei apkrovomis. Tačiau realios DML gaminamos tik iš tam tikro skaičiaus laidininkų – šios linijos neperiodinės ir jas sudarančių signalinių laidininkų elektriniai parametrai bendruoju atveju yra skirtingi.

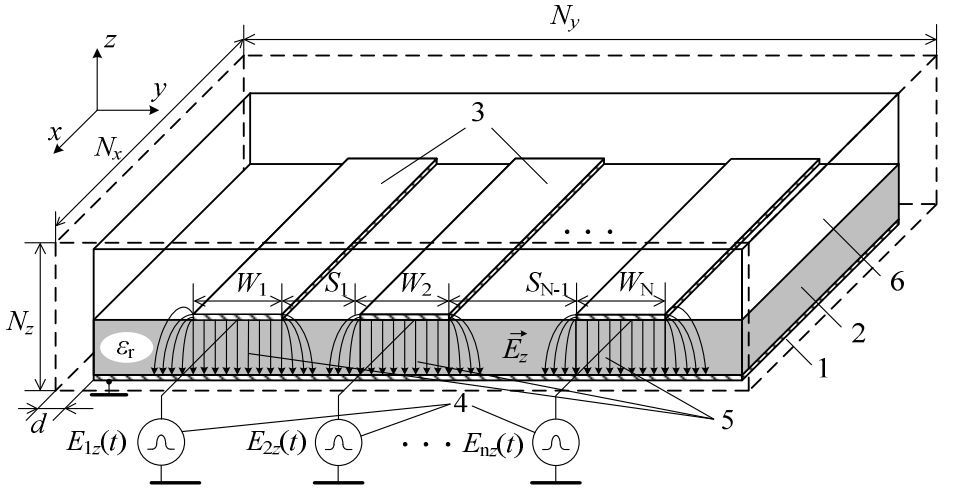
Poskyryje aptariamas DML matematinis modelis grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu, analizuojamos DML laikinės ir dažninės charakteristikos.

3.2.1. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos analizės algoritmas

Daugialaidės mikrojuostelinės linijos sandaros eskizas pateiktas 3.8 paveiksle. Tokias linijas sudaro trys ir daugiau signalinių laidininkų, išdėstytų dielektrinio pagrindo paviršiuje, kurių plotis ir tarpas tarp jų gali skirtis.

Daugialaidės mikrojuostelinės linijos, grįstos baigtinių skirtumų laiko srities metodu, elektrinių parametrų skaičiavimo algoritmas pateiktas 3.9 paveiksle. Algoritmą sudaro 14 žingsnių:

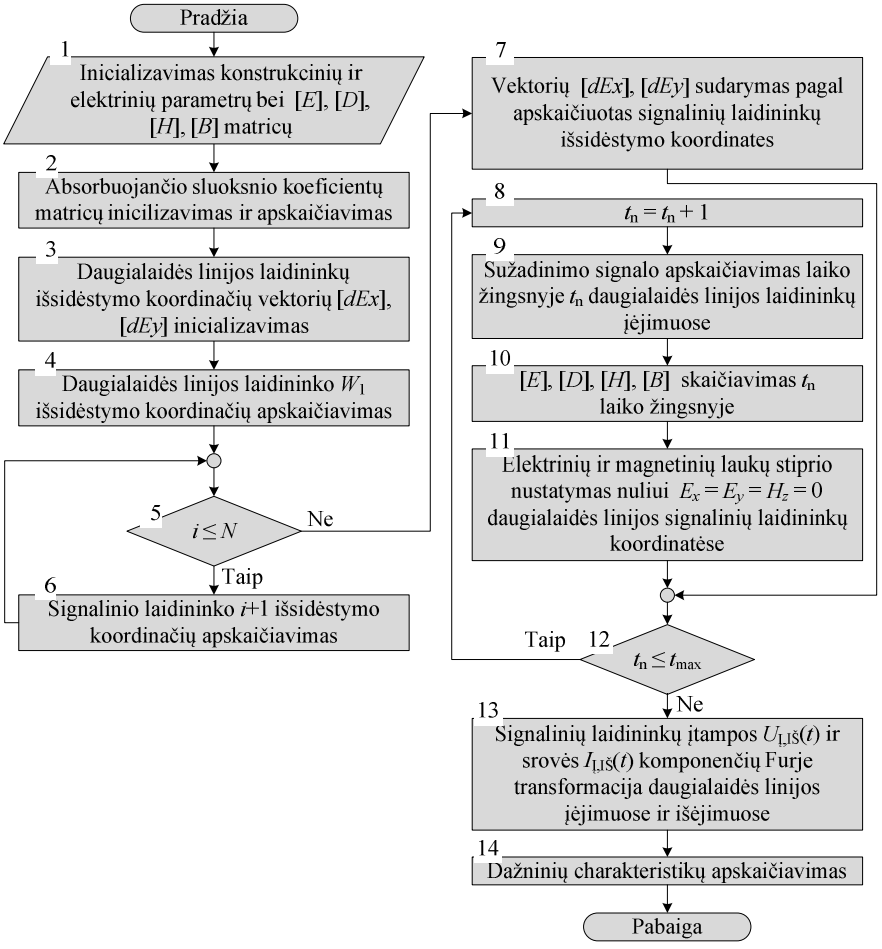
1. Įvedami analizuojamos daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukciniai parametrai: h – dielektrinio pagrindo storis, ε_{r} – pagrindo dielektrinė skvarba; l – signalinių laidininkų ilgis; $W_{1\ldots N}$ – kiekvieno signalinio laidininko pločiai; $S_{1\ldots N-1}$ – tarpų tarp signalinių laidininkų pločiai; d – absorbuojančio sluoksnio storis. Inicializuojamos elektrinės ir magnetinės indukcijos bei elektrinio ir magnetinio laukų stiprio matricos [D], [B], [E] ir [H] atitinkamai.
2. Inicializuojamos ir apskaičiuojamos vienaašio idealiai suderinto absorbuojančio sluoksnio koeficientų matricos.



3.8 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos sandara: 1 – ekranas; 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – signaliniai laidininkai; 4 – signalų šaltiniai; 5 – sužadinimo sritis (pažymėta tiesiomis, be šoninės sklaidos, elektrinio lauko stiprio jėgos linijomis) skerspjūvyje; 6 – idealiai suderintas absorbuojantis sluoksnis

Fig. 3.8. Multiconductor microstrip structure for analysis: 1 – reference conductor; 2 – dielectric substrate; 3 – signal conductors; 4 – signal source; 5 – excitation area (marked as straight, without side spread, electric field lines) in cross section; 6 – perfectly matching layer

3. Inicializuojamos daugialaidės mikrojuostelinės linijos E_x, E_y elektrinių ir H_z magnetinio stiprio laukuose išsidėstymo koordinačių vektoriai – atitinkamai [*dEx*], [*dEy*]. Šie išsidėstymo koordinačių vektoriai nurodo, kaip išsidėsčiusi DML nagrinėjamoje srityje.
4. Apskaičiuojamos pirmojo DML laidininko, kurio plotis W_1 ir ilgis *l* pozicija nagrinėjamoje srityje.
5. Pradedamas likusių laidininkų W_i išsidėstymo koordinačių apskaičiavimo ciklas. Lyginama ar apskaičiuotas *i*-tasis signalinis laidininkas yra paskutinis DML. Ciklas baigiamas, kai apskaičiuojamos paskutinio *N*-tojo laidininko išsidėstymo koordinatės.
6. Analizuojamos DML išsidėstymo koordinačių apskaičiavimas pradedamas nuo antrojo ($i = 2$) signalinio laidininko išsidėstymo koordinačių elektriniuose E_x, E_y ir magnetiniame H_z laukuose, kai tarpas tarp prieš tai skaičiuoto signalinio laidininko ir skaičiuojamo yra S_{i-1}.



3.9 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelio, grįsto baigtinių skirtumų laiko srities metodu, supaprastintas algoritmas
Fig 3.9. The simplified algorithm of the multiconductor microstrip line model based on finite difference time domain method

7. Pagal apskaičiuotas DML signalinių laidininkų išsidėstymo koordinates sudaromos [*dEx*], [*dEy*] koordinačių vektoriai. Siekiant modeliuoti suderintąjį signalų šaltinį ir apkrovą, signalinių laidininkų įėjimai ir išėjimai tariamai pratęsiami į absorbuojantį sluoksnį.
8. Skaičiavimų ciklas pradedamas, kai laiko žingsnis t_n lygus nuliui, kiekvieno sekančio ciklo metu laiko žingsnis inkrementuojamas vienetu.
9. Kiekvieno ciklo metu signalinių laidininkų įėjimuose perskaičiuojamas Gauso sužadinimo impulsas. Sužadinimas vykdomas nurodant atitinka-

mo stiprio elektrinį lauką dielektriniame pagrinde (3.8 pav.) per visą kiekvieno signalinio laidininko plotą.

10. Kiekviename analizės laiko žingsnyje t_n perskaičiuojamos elektrinės ir mangnetinės indukcijos bei laukų stiprių komponenčių matricos. Be to, tame pačiame laiko žingsnyje t_n apskaičiuojamos ir išsaugomos įtampos ir srovės momentinės reikšmės DML įėjime ir išėjime.
11. Kiekviename analizės laiko žingsnyje, atsižvelgus į koordinačių vektorius [*dEx*], [*dEy*], elektrinio ir magnetinio laukų stiprio komponentės E_x, E_y ir H_z prilyginamos nuliui, taip modeliuojant idealius signalinius laidininkus.
12. Pradedamas signalo sklidimo išilgai signalinio laidininko skaičiavimo ciklas. Skaičiavimo procesas šiuo atveju vykdomas tol, kol pasiekiamas didžiausias nurodytas analizės laiko žingsnis t_{max}.
13. Siekiant apskaičiuoti DML dažnines charakteristikas atliekama įtampos $U_{\text{ĮIŠ}}(t)$ ir srovės $I_{\text{ĮIŠ}}(t)$ įėjime ir išėjime Furje transformacija.
14. Iš įtampos $U(\omega)$ ir srovės $I(\omega)$ santykio apskaičiuojama DML būdingoji varža, o iš įtampos įėjime ir išėjime santykio apskaičiuojama bangos sklidimo fazės koeficiento priklausomybė nuo dažnio $\beta(\omega)$. Iš bangos fazės koeficiento $\beta(\omega)$ apskaičiuojama efektinė dielektrinė skvarba $\varepsilon_r(\omega)$.

3.2.2. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelio tyrimas

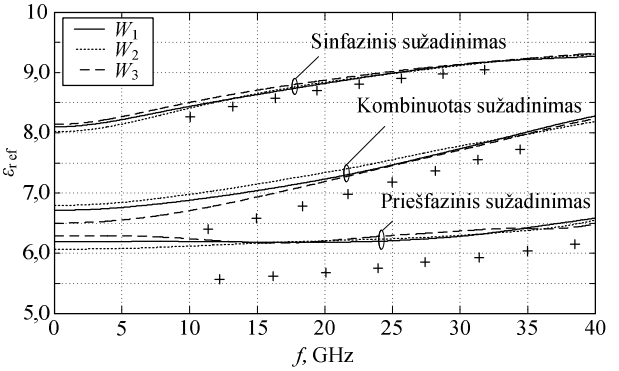
Pasiūlytas daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu, buvo tikrinamas dviem etapais. Pirma, tikrinamas matematinio modelio adekvatumas lyginant apskaičiuotas dispersines charakteristikas su (Liu *et al.* 2002) darbe skelbiamais rezultatais. Šiems skaičiavimams panaudota trijų laidininkų daugialaidė linija, kurios konstrukciniai parametrai yra šie: h = 0,635 mm; W_1 = 0,3 mm; S_1 = 0,2 mm; W_2 = 0,6 mm; S_2 = 0,4 mm; W_3 = 1,2 mm; dielektrinio pagrindo skvarba ε_r = 9,8. Signalinių laidininkų sužadinimo įtampos, skirtos sužadinti skirtingoms normaliosioms bangoms (modoms), gautos interpoliuojant (Liu *et al.* 2002) darbo rezultatus ir pateiktos 3.6 lentelėje. Antra, tiriama konstrukcinių parametrų įtaka DML vėlinimo trukmės dažninėms priklausomybėms. Kiekvieno *k*-tojo DML signalinio laidininko

tikslios vėlinimo trukmės t_{dk}, esant žemiesiems dažniams, ir vėlinimo trukmės dažninės priklausomybės $t_{dk}(f)$ apskaičiavimas yra svarbus, kai DML panaudojama signalų sinchronizavimui.

3.6 lentelė. Įtampų, sąlygojančių normaliųjų bangų (modų) sužadinimą trijų laidininkų linijoje, vertės, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}635$ mm; $S_1 = 0{,}2$ mm; $S_2 = 0{,}4$ mm
Table 3.6. Values of voltages of three conductors for different normal wave excitation (modes), when $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.635$ mm; $S_1 = 0.2$ mm; $S_2 = 0.4$ mm

Laidininko plotis, mm	Sužadinimo įtampos		
	Priešfazinė (A moda)	Kombinuotoji (B moda)	Sinfazinė (C moda)
$W_1 = 0{,}3$	1 V	1 V	1 V
$W_2 = 0{,}6$	–0,876 V	0,593 V	1,180 V
$W_3 = 1{,}2$	0,186 V	–0,562 V	1,081 V

Iš 3.10 paveikslo kreivių analizės matyti, kad efektyvioji dielektrinė skvarba, apskaičiuota pagal siūlomą modelį, skiriasi nuo apskaičiuotų ir paskelbtų (Liu *et al.* 2002) darbe ne daugiau kaip 10 %. Apskaičiuotose dažninėse priklausomybėse matyti, kad efektyviosios dielektrinės skvarbos santykinis skirtumas su (Liu *et al.* 2002) rezultatais yra didesnis viduriniuose dažniuose, iki 20 GHz ruože (tačiau neviršija 10 %), ir mažesnis aukštesniuose dažniuose. Apskaičiuotos efektyviosios dielektrinės skvarbos santykinis skirtumas taip pat priklauso nuo sužadinimo modos. Kai visų laidininkų sužadinimo įtampos yra to paties ženklo santykinis skirtumas neviršija 3 %. Tačiau, kai sužadinimo įtampos yra skirtingo ženklo ir skirtumas tarp šių įtampų verčių didesnis (A moda, tai vadintina priešfaziniu sužadinimu), efektyviosios dielektrinės skvarbos santykinis skirtumas su (Liu *et al.* 2002) darbe skelbiamais rezultatais išauga ir siekia 10 %. Taip pat pastebėtina, kad esant idealiam tam tikros normaliosios bangos (modos) sužadinimui, efektyviosios dielektrinės skvarbos ties signaliniais laidininkais turi visiškai sutapti. Tačiau 3.10 paveikslo kreivės, žyminčios ties tam tikru laidininku apskaičiuotą efektyviąja skvarbą, nesutampa. Didžiausias nesutapimas pastebimas B modos atveju, siekiantis 3 %. Tai rodo, kad interpretuojant (Liu *et al.* 2002) darbo rezultatus nepavyko išvengti nuokrypių.



3.10 pav. Trijų laidininkų daugialaidės mikrojuostelinės linijos efektyviosios dielektrinės skvarbos priklausomybės nuo dažnio ir sužadinimo modos. Kryžiukais sužymėti (Liu *et al.* 2002) darbe gauti rezultatai

Fig. 3.10. Effective permittivity of three conductors multiconductor microstrip line dependencies on frequency and on mode. Values calculated by (Liu *et al.* 2002) work marked as crosses

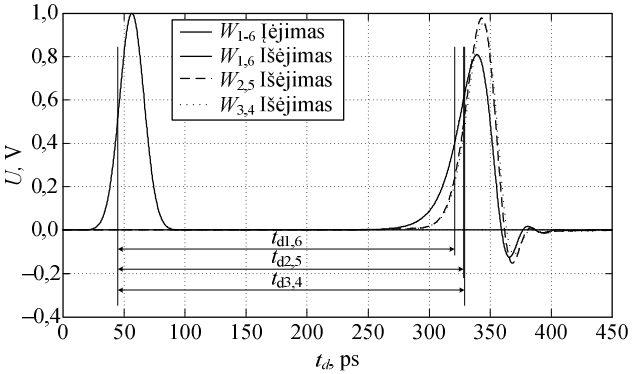
Dispersijos ir sąryšio efektai DML yra pagrindinės priežastys įtakojančios šiose linijose sklindančius signalus. Dėl šių faktorių sumažėja sklindančių signalų amplitudė ir išsiplečia signalų forma laike. Laikinių parametrų skaičiavimams panaudota šešių laidininkų daugialaidė linija, kurios konstrukciniai parametrai yra šie: h = 0,635 mm; $W_{1–6}$ = 0,6 mm; $S_{1–5}$ kinta nuo 0,6 mm iki 1,8 mm, 0,6 mm žingsniu; dielektrinio pagrindo skvarba ε_r = 9,8; signalinių laidininkų ilgis L = 30 mm.

Kiekvieno laidininko vėlinimo trukmės priklausomybė nuo dažnio gali būti apskaičiuojama naudojant išraišką:

$$t_{dk}(f) = \frac{L\sqrt{\varepsilon_{r\,ef\,k}(f)}}{c_0}, \tag{3.10}$$

čia L – atstumas tarp laidininko įėjimo ir išėjimo signalų; $\varepsilon_{r\,ef\,k}(f)$ – k-ojo signalinio laidininko efektyviosios dielektrinės skvarbos dažninė charakteristika.

Kiekvieno signalinio laidininko vėlinimo trukmė apskaičiuota kylančio fronto viduryje tarp įėjimo ir išėjimo signalų pateikta 3.11 paveiksle. Kadangi DML konstrukcija simetriška (t. y. pirmo ir šešto, antro ir penkto, trečio ir ketvirto laidininko elektriniai parametrai sutampa), analizuojama tik pusė linijos laidininkų. Kiekvienas signalinis laidininkas įprastinio sužadinimo atveju sužadinamas tos pačios amplitudės Gauso impulsu.



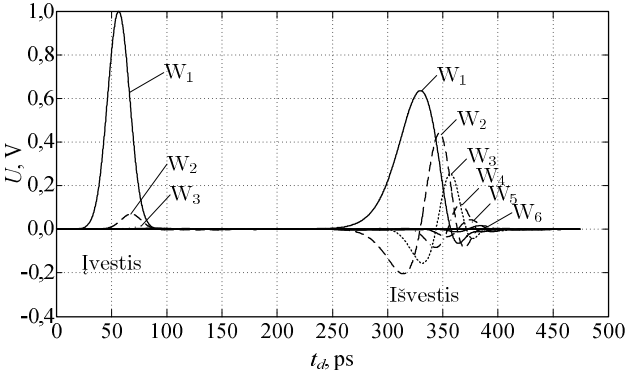
3.11 pav. Šešių laidininkų daugialaidės mikrojuostelinės linijos įėjimo ir išėjimo signalų kitimas laike bei jų vėlinimo priklausomybės nuo laidininko pozicijos, kai tarpas tarp laidininkų $S_{1–5}$ = 1,8 mm; ε_r = 9,8; h = 0,635 mm; $W_{1–6}$ = 0,6 mm

Fig. 3.11. Input and output signals of 6-conductors multiconductor microstrip line and their time delay dependencies on conductor number, when space between them $S_{1–5}$ = 1.8 mm; ε_r = 9.8; h = 0.635 mm; $W_{1–6}$ = 0.6 mm

Dėl dispersijos ir sąryšio efekto kiekvieno signalinio laidininko vėlinimo trukmė yra skirtinga (3.11 pav.) ir priklauso nuo tarpo tarp signalinių laidininkų (3.7 lentelė). Didžiausias vėlinimo trukmės skirtumas analizuojamoje DML pastebimas tarp vidinių ir išorinių signalinių laidininkų. Modeliuojamos DML šis skirtumas sudaro 6,2 %, kai tarpas tarp laidininkų yra 0,6 mm. Didinant tarpą tarp signalinių laidininkų, sąryšio efektas tarp laidininkų mažėja ir, kai tarpas tarp jų yra 1,8 mm, skirtumas tarp išorinių ir vidinių laidininkų vėlinimo laiko tesudaro tik 2,8 %.

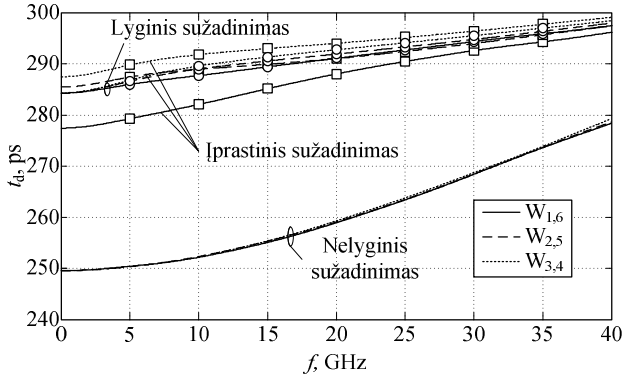
Sąryšio efektas tarp signalinių laidininkų išryškėja, kai DML sužadinamas tik vienas laidininkas (3.12 pav.). Iš paveiksle pateiktų kreivių matyti, kad DML signalinio laidininko W_1 įėjime sužadinus Gauso impulsą, impulsai taip pat susižadina ir W_2 bei W_3 laidininkuose. Linijoje sklindant signalui, dėl laidininkų tarpusavio sąryšio efekto įtampos impulsai atsiranda ir kituose laidininkuose. DML išėjime $W_{2\text{-}6}$ laidininkuose susižadinusios įtampos dydis priklauso nuo atstumo nuo W_1 laidininko ir nuo signalo nueito atstumo.

N laidininkų daugialaidės mikrojuostelinės linijos gali dirbti N skirtingais normaliųjų bangų darbo rėžimais (sužadinimo modomis). Nagrinėjamu šešių laidininkų DML atveju buvo tiriami tik trys skirtingi darbo rėžimai (3.13 pav.): įprastinis (kai visi signaliniai laidininkai sužadinami tos pačios amplitudės (1 V) Gauso impulsai), sinfazinis bei priešfazinis. Sinfazinio sužadinimo atveju



3.12 pav. Šešių laidininkų daugialaidės mikrojuostelinės linijos įėjimo ir išėjimo signalai ir jų priklausomybės nuo laidininko pozicijos, kai signalas sužadinamas tik W_1 laidininke ir tarpas tarp laidininkų $S_{1–5}$ = 1,8 mm; ε_r = 9,8; h = 0,635 mm; $W_{1–6}$ = 0,6 mm

Fig. 3.12. Input and output signals of 6-conductors multiconductor microstrip line and their time dependencies on conductor number, when excited only W_1 conductor and space between conductors $S_{1–5}$ = 1.8 mm; ε_r = 9.8; h = 0.635 mm; $W_{1–6}$ = 0.6 mm



3.13 pav. Šešių signalinių laidininkų daugialaidės mikrojuostelinės linijos, veikiančios normaliųjų ir mišriųjų bangų darbo rėžimais, vėlinimo trukmės priklausomybės nuo dažnio, kai $S_{1–5}$ = 1,8 mm; ε_r = 9,8; h = 0,635 mm; $W_{1–6}$ = 0,6 mm

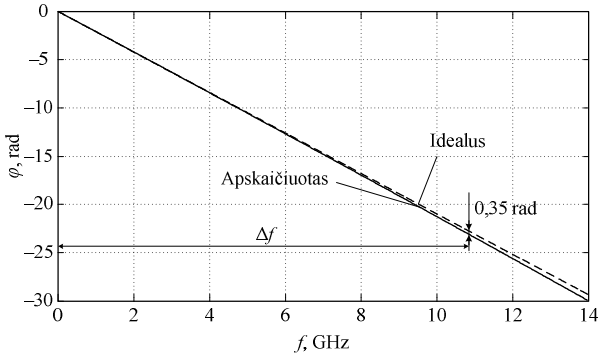
Fig. 3.13. Time delay dependencies on frequency of six conductors multiconductor microstrip line, operated in normal and mixed wave mode, when $S_{1–5}$ = 1.8 mm; ε_r = 9.8; h = 0.635 mm; $W_{1–6}$ = 0.6 mm

kiekvieno laidininko Gauso impulsų amplitudžių vertės nustatytos: $U_{1,6}$ = 0,608 V; $U_{2,5}$ = 0,869 V; $U_{3,4}$ = 1 V. Priešfazinio sužadinimo atveju kiekvieno laidininko Gauso impulsų amplitudžių vertės nustatytos: $U_{1,6} = \mp 0{,}373$ V; $U_{2,5} = \pm 0{,}7784$ V; $U_{3,4} = \mp 1$ V. Sinfazinio ir priešfazinio sužadinimo amplitudžių įtampos apskaičiuotos naudojant momentų metodą ir tikrinės vertės radimo būdą. Analizuojant 3.13 paveiksle pateiktas kreives matyti, kad signalų, sklindančių ties DML laidininkais, vėlinimo trukmės dažninių priklausomybių skirtumai yra minimalūs, kai linija dirba sinfazinės arba priešfazinės normaliosios bangos režimu.

Padaryta prielaida, kad nagrinėjamos DML konstrukcinės medžiagos yra idealios, taigi ji yra tiesinis įtaisas be nuostoliu, todėl joje vyrauja faziniai iškraipymai ir jos praleidžiamųjų dažnių ruožas nustatomas iš DFCh, t. y. apskaičiuo-

3.7 lentelė. Signalinių laidininkų vėlinimo trukmių apskaičiuotos vertės, esant įvairiems tarpams tarp laidininkų, kai ε_r = 9,8; h = 0,635 mm; W_{1-6} = 0,6 mm
Table 3.7. Delay time calculation from time domain characteristics with different spaces, when ε_r = 9.8; h = 0.635 mm; W_{1-6} = 0.6 mm

Laidininko numeris	Vėlinimo trukmė, ps		
	S = 0,6 mm	S = 1,2 mm	S = 1,8 mm
$t_{d1,6}$	283,2	278,8	276,1
$t_{d2,5}$	298,4	289,7	283,4
$t_{d3,4}$	301,9	293,7	284,3



3.14 pav. Šešių laidininkų mikrojuostelinės linijos pralaidumo juostos nustatymas, kai ε_r = 9,6; h = 0,635 mm; S_{1-5} = 1,8 mm; W_{1-6} = 0,6 mm
Fig. 3.14. Bandwidth calculation of six conducotrs multiconductor microstrip line, when ε_r = 9.6; h = 0.635 mm; S_{1-5} = 1.8 mm; W_{1-6} = 0.6 mm

jamas idealių ir realių fazinių dažninių charakteristikų skirtumas. Idealios DFCh atveju DML išėjime signalo forma tokia pati kaip ir įėjime, tik šis signalas pastumtas per vėlinimo trukmę, kuri randama panaudojant apskaičiuotą kiekvieno laidininko efektyviąją dielektrinę skvarbą, įstatant ją į (3.10) išraišką. Kadangi DML išorinių laidininkų signalai išėjime labiau iškraipyti nei vidinių laidininkų, t. y. išorinių signalinių laidininkų praleidžiamų dažnių juosta siauresnė, todėl šie laidininkai ir pasirenkami siekiant nustatyti DML praleidžiamųjų dažnių juostą. Nagrinėjamos DML išorinių laidininkų idealiosios ir realiosios DFCh pateiktos 3.14 paveiksle.

Paveiksle matyti, kad 0,35 rad skirtumas tarp idealios ir realios DFCh susidaro ties 10,75 GHz, taigi, teigtina, kad šios daugialaidės linijos praleidžiamųjų dažnių juosta taip pat siekia 10,75 GHz.

3.3. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukcinių parametrų sintezės algoritmai

Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos (MMVL) modeliavimui, dėl jos periodinės struktūros, plačiai taikomas daugialaidžių linijų metodas (Daškevičius *et al.* 2010). Siekiant gauti norimų elektrinių parametrų MMVL, sprendžiama sintezės problema. Sintezės problemos aktualios, siekiant automatizuoti mikrobangų įtaisų projektavimo darbus. Daugelis tyrėjų visame pasaulyje sprendė sintezės problemas, pvz., (Rawat, Ghannouchi 2009) darbe pateikiamos matematinės išraiškos, siejančios projektuojamo įtaiso elektrines charakteristikas ir šio įtaiso konstrukcinius parametrus. (Hong-Ming, Chih-Ming 2009) darbe pateikiamos matematinės išraiškos, leidžiančios nustatyti trijų laidininkų DML elektrines charakteristikas pagal ekvivalentinės schemos parametrus. (Mikučionis, Urbanavičius 2010) darbe pateikiamos keturių laidininkų DML, veikiančios normaliųjų bangų režimu, sintezės metodika.

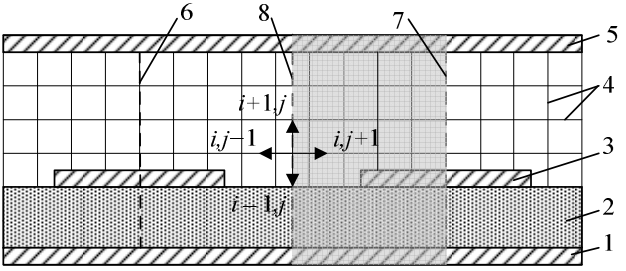
Poskyryje pateikiamos tolygios ir netolygios būdingosios varžos daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukcinių parametrų sintezės algoritmai, grįsti baigtinių skirtumų metodu.

3.3.1. Konstrukcinių parametrų sintezės algoritmas

Sintezuojant elektroninį įtaisą tenka daug kartų vykdyti šio įtaiso matematinio modelio analizę. Siekiant sumažinti projektavimo trukmę, taikytini ekstremumo paieškos metodai (Pomarnacki 2010), skiltinio artėjimo (Neapolitan, Naimipour 2004) arba uždavinį išskaidant lygiagrečioje kompiuterizuotoje sistemoje.

Siekiant sudaryti DML, kurią sudaro didelis skaičius ($N > 10$) signalinių laidininkų, analizuojamos srities dydis, kuris proporcingas laidininkų skaičiui,

gali smarkiai padidėti. Tačiau, jeigu DML sudaryta iš vienodo pločio signalinių laidininkų ir lygių tarpų tarp jų, DML modelyje galima įvertinti linijos periodiškumą ir simetriją nagrinėjant tik mažąją DML dalį, kuri 3.15 paveiksle parodyta tarp 6, 8 bei 7, 8 plokštumų.



3.15 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos su periodinėmis plokštumomis modelis (analizuojama sritis patamsinta): 1 – apatinis ekranas; 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – signalinis laidininkas; 4 – analizuojamos srities gardelė; 5 – viršutinis ekranas; 6, 7 – signalinių laidininkų periodiškumą įvertinančios, atitinkamai, kairioji ir dešinioji plokštumos; 8 – tarpų tarp signalinių laidininkų periodiškumą įvertinanti plokštuma

Fig. 3.15. The model of the multiconductor microstrip lines with symmetric areas (area of analysis is shaded): 1 – bottom reference conductor; 2 – dielectric substrate; 3 – microstrips; 4 – grid of the area of analyses; 5 – upper reference conductor; 6, 7 – planes where microstrips conductors are symmetric; 8 – plane where space between microstrips conductors is symmetric

Atsižvelgus į DML simetriškumą ties 3.15 paveikslo pateiktomis 6, 7 ir 8 plokštumomis, baigtinių skirtumų metodo potencialų skaičiavimo lygtis (2.2) turi būti pakeista (Štaras 2008). Šiuo atveju (2.2) lygtis ties 3.15 paveikslo 7 ir 8 plokštumomis atitinkamai tampa:

$$\varphi(i,j)=\frac{1}{4}\left[2\varphi(i+1,j)+\varphi(i,j+1)+\varphi(i,j-1)\right], \tag{3.11}$$

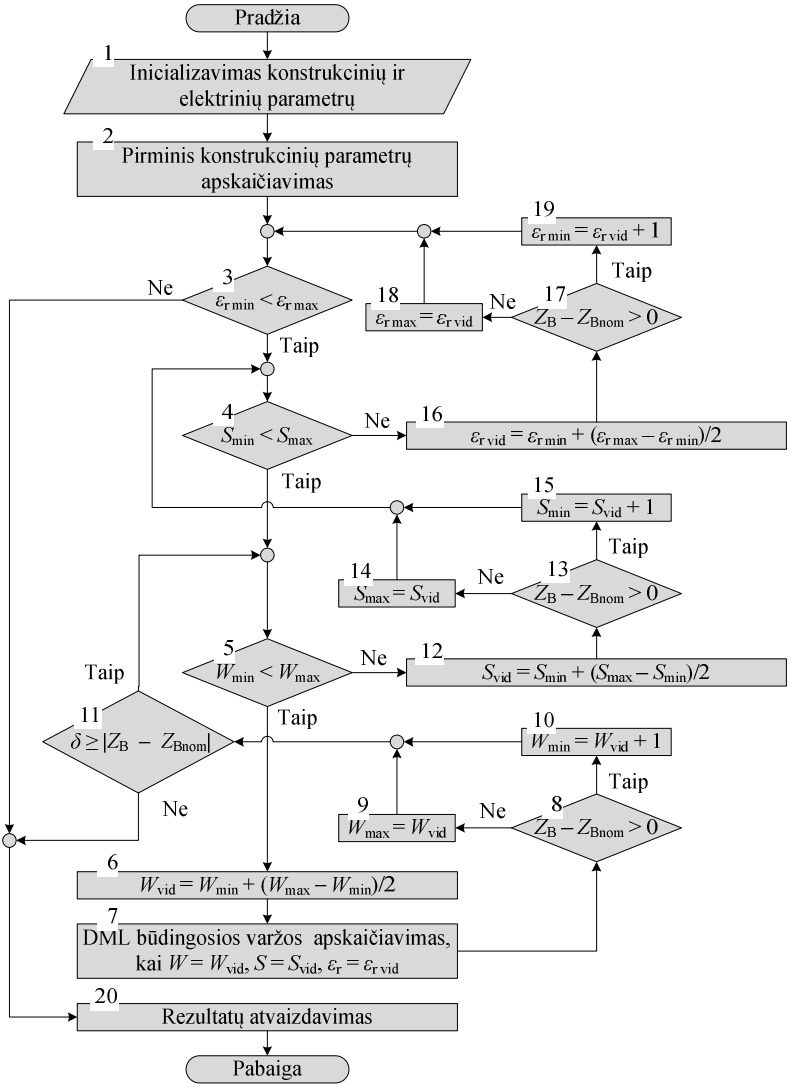
$$\varphi(i,j)=\frac{1}{4}\left[2\varphi(i-1,j)+\varphi(i,j+1)+\varphi(i,j-1)\right], \tag{3.12}$$

čia φ – elektrinio lauko potencialas; i, j – indeksai nurodantys ieškomo potencialo poziciją dvimatėje srityje.

(3.11) ir (3.12) lygtimis įvertinamas analizuojamos DML periodiškumas ir sumažinamas analizuojamos srities dydis, o tai savo ruožtu paspartina skaičiavimus.

Remiantis šiuo modeliu sudarytas DML konstrukcinių parametrų sintezės algoritmas (3.16 pav.), grįstas baigtinių skirtumų ir skiltinio artėjimo metodais, kuris, pagal nurodyta būdingosios varžos vertę ir nuokrypį nuo jos, sintezuoja tam tikrų konstrukcinių parametrų DML. Sintezės metu randami šie konstrukciniai parametrai: dielektrinio pagrindo storis h; santykinė dielektrinė skvarba ε_{r}, laidininkų pločiai W ir tarpai tarp jų S. Algoritmą sudaro 20 žingsnių:

1. Įvedami daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukciniai parametrai: $h_{\min}$ ir $h_{\max}$ – minimalus ir maksimalus dielektrinio pagrindo storis; $\varepsilon_{\mathrm{r}\min}$ ir $\varepsilon_{\mathrm{r}\max}$ – minimali ir maksimali pagrindo dielektrinė skvarba; $W_{\min}$ ir $W_{\max}$ – minimalus ir maksimalus signalinio laidininko plotis; $S_{\min}$ ir $S_{\max}$ – minimalaus ir maksimalaus tarpo tarp signalinių laidininkų plotis; Z_{Bnom} – nominali (norima) būdingosios varžos vertė; δ – leistinas būdingosios varžos nuokrypis.
2. Iš pateiktų konstrukcinių parametrų minimalių ir maksimalių verčių apskaičiuojami vidurkiai bei atliekama konstrukcijos pirminė analizė – apskaičiuojama būdingoji varža.
3. Pradedami skiltinio artėjimo ciklai ir pirma patikrinama ar dielektrinės skvarbos ribos nėra viršytos. Jeigu ribos viršytos, nutraukiamas darbas ir pereinama į 20 žingsnį, kuriame pateikiama, kad tokiose ribose neįmanoma rasti norimos būdingosios varžos vertės DML.
4. Patikrinama ar tarpų tarp signalinių laidininkų pločio ribos nėra viršytos. Jei ribos neviršytos pereinama į 5 žingsnį, jei viršytos – į 16 žingsnį.
5. Patikrinama ar signalinių laidininkų pločių ribos nėra viršytos. Jei ribos neviršytos pereinama į 6 žingsnį, jei viršytos – į 12 žingsnį.
6. 12. 16. Žingsniuose apskaičiuojamos vidutinės signalinių laidininkų pločio W_{vid}, tarpo tarp jų S_{vid} ir dielektrinės skvarbos $\varepsilon_{\mathrm{r\,vid}}$ reikšmės tarp nustatytų minimalių ir maksimalių verčių.
7. Apskaičiuojama būdingosios varžos vertė, esant vidutinei laidininkų pločių, tarpo pločių tarp laidininkų ir dielektrinės skvarbos vertei.
8. 13. 17. Žingsniuose atliekamas palyginimas ar apskaičiuota būdingoji varža didesnė ar mažesnė už nominalią būdingosios varžos vertę.
9. 14. 18. Žingsniuose atliekamas signalinių laidininkų pločio, tarpo pločio tarp laidininkų ir dielektrinės skvarbos koregavimas. Jei apskaičiuota būdingosios varžos vertė mažesnė už nominalią, nustatoma atitinkamo parametro nauja maksimali galima riba (maksimali riba prilyginama prieš tai apskaičiuotai vidutinei W_{vid}, S_{vid} arba $\varepsilon_{\mathrm{r\,vid}}$ vertei).



3.16 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukcinių parametrų sintezės, grįstos baigtinių skirtumų metodu, supaprastintas algoritmas
Fig 3.16. The simplified synthesis algorithm of the multiconductor microstrip line structural parameters, based on finite difference method

10. 15. 19. Žingsniuose atliekamas signalinių laidininkų pločio, tarpo pločio tarp laidininkų ir dielektrinės skvarbos koregavimas. Jei apskaičiuota būdingosios varžos vertė mažesnė už nominalią, nustatoma atitinkamo

parametro nauja minimali galima riba (minimali riba prilyginama prieš tai apskaičiuotai vidutinei W_{vid}, S_{vid} arba $\varepsilon_{\text{r vid}}$ vertei).

11. Atliekamas palyginimas ar apskaičiuotos ir nominalios būdingosios varžos absoliutus skirtumas neviršija leistino būdingosios varžos nuokrypio δ. Jei nuokrypio neviršija, pereinama į 20 žingsnį, kitu atveju vėl pereinama į 5 žingsnį.
20. Atvaizduojami rezultatai su nustatytais konstrukciniais parametrais ir gauta būdingąja varža, esant tiems patiems konstrukciniams parametrams. Jei nepavyksta rasti konstrukcinių parametrų tam tikrai būdingajai varžai – parodomas atitinkamas pranešimas.

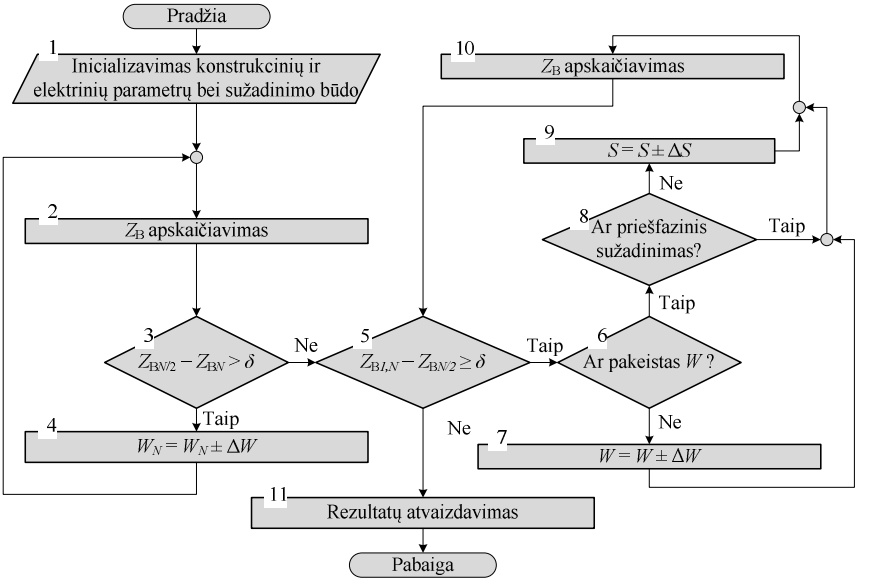
Sudarytas DML konstrukcinių parametrų radimo pagal nurodytą nominalią būdingosios varžos vertę algoritmas leidžia greitai surasti norimus konstrukcinius parametrus. Tačiau, realiai gaminamų MMVL, sudarytų pagal DML konstrukcinius parametrus, strypų skaičius yra baigtinis ir skiriasi šoninių strypų būdingųjų varžų charakteristikos. Naudojant periodinės DML sintezės algoritmą, galima sudaryti tam tikro strypų skaičiaus MMVL, tačiau bus neįvertinti šoninių laidininkų elektriniai parametrai.

3.3.2. Tolygios būdingosios varžos sintezės algoritmas

Siekiant įvertinti MMVL, sudarytos pagal DML konstrukcinius parametrus, šoninių strypų būdingosios varžos įtaką ir suvienodinti ją visoje MMVL, sudaromas tolygios būdingosios varžos DML konstrukcinių parametrų sintezės algoritmas.

Daugialaidės mikrojuostelinės linijos, grįstos baigtinių skirtumų metodu, konstrukcinių parametrų pagal nurodytą (nominalią) būdingosios varžos vertę sintezės algoritmas pateiktas 3.17 paveiksle. Algoritmą sudaro 11 žingsnių:

1. Įvedami daugialaidės mikrojuostelinės linijos pradiniai konstrukciniai parametrai: h – dielektrinio pagrindo storis; ε_{r} – pagrindo dielektrinė skvarba; W – signalinio laidininko plotis; S – tarpo tarp signalinių laidininkų plotis; Z_{Bnom} – nominali (norima) būdingosios varžos vertė; δ – leistinas būdingosios varžos nuokrypis; N – laidininkų skaičius; m – sužadinimo būdas (sinfazinis arba priešfazinis).
2. Apskaičiuojama kiekvieno signalinio laidininko būdingoji varža pagal nurodytus pradinius konstrukcinius parametrus.
3. Palyginama vidurinių DML laidininkų ir nominalios būdingųjų varžų absoliutus skirtumas. Jei apskaičiuota vidurinių laidininkų būdingoji varža didesnė arba mažesnė nei leistinas būdingosios varžos nuokrypis δ, pereinama į 4 žingsnį, jeigu neviršija leistino nuokrypio pereinama į 5 žingsnį.



3.17 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos tolygios būdingosios varžos konstrukcinių parametrų sintezės, grįstos baigtinių skirtumų metodu, supaprastintas algoritmas

Fig 3.17. The simplified synthesis algorithm of the multiconductor microstrip line with uniform characteristic impedance structural parameters, based on finite difference method

4. Pagal apskaičiuotą būdingosios varžos vertę, padidinamas arba sumažinamas visų signalinių laidininkų plotis. Vietoj 2, 3, 4 žingsnių galima panaudoti periodinės DML konstrukcinių parametrų sintezės algoritmą sinfazinio sužadinimo atveju, kuris leidžia platesnį konstrukcinių parametrų pasirinkimą.
5. Tikrinamas išorinių ir vidinių signalinių laidininkų būdingųjų varžų absoliutus skirtumas. Jeigu skirtumas didesnis nei nurodytas leistinas būdingosios varžos nuokrypis – pereinama į 6 žingsnį. Jeigu skirtumas mažesnis – pereinama į 11 žingsnį.
6. Tikrinama ar buvo prieš tai keistas išorinių signalinių laidininkų plotis. Jei nebuvo keistas plotis – pereinama į 7 žingsnį, jei buvo keistas plotis pereinama į 8 žingsnį.
7. Padidinamas arba sumažinamas išorinių signalinių laidininkų plotis priklausomai nuo to ar šių laidininkų būdingosios varžos didesnės arba mažesnės nei leistinas būdingosios varžos nuokrypis.

8. Tikrinama ar pasirinktas priešfazinis sužadinimo būdas. Jei šis būdas pasirinktas pakanka keisti tik išorinių laidininkų plotį, norint suvienodinti būdingąsias varžas ir pereinama į 10 žingsnį. Jei pasirenkamas sinfazinis sužadinimo būdas, pakaitomis keičiamas išorinių signalinių laidininkų plotis ir tarpo plotis tarp išorinių ir vidinių signalinių laidininkų.
9. Padidinamas arba sumažinamas tarpo plotis tarp išorinių ir vidinių signalinių laidininkų, priklausomai nuo to ar šių laidininkų būdingosios varžos didesnės arba mažesnės nei leistinas būdingosios varžos nuokrypis.
10. Apskaičiuojama kiekvieno signalinio laidininko būdingoji varža pagal nurodytus pradinius konstrukcinius parametrus.
11. Atvaizduojami rezultatai su nustatytais konstrukciniais parametrais ir gauta būdingąją varžą, esant tiems patiems konstrukciniams parametrams. Jei nepavyksta rasti konstrukcinių parametrų tam tikrai būdingajai varžai, parodomas atitinkamas pranešimas.

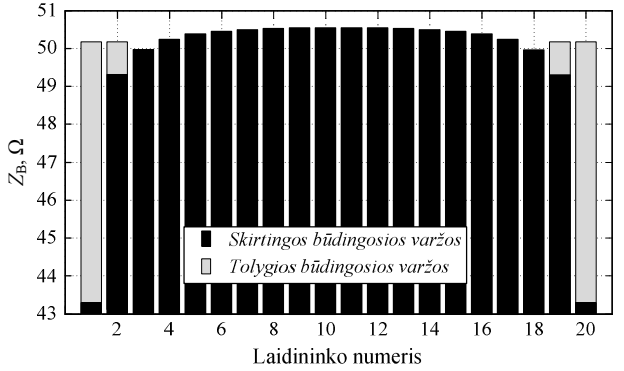
Sudarytas sintezės algoritmas leidžia gauti DML konstrukcinius parametrus, kai DML sužadinama sinfaziniu arba priešfaziniu būdu.

3.3.3. Sintezės algoritmų tyrimas

Sintezės algoritmų patikra buvo vykdoma dviem etapais. Pirmuoju etapu buvo patikrinta DML būdingosios varžos ir konstrukcinių parametrų sintezės nuokrypis nuo nominalių verčių. Antruoju etapu tikrinamas tolygios būdingosios varžos sintezės algoritmas ir šio algoritmo sintezuojamos būdingosios varžos nuokrypis nuo nominalios vertės (sintezuojama 8 bei 20 laidininkų DML, 3.18 ir

3.8 lentelė. Periodinės daugialaidės mikrojuostelinės linijos sintezės algoritmo patikros rezultatai
Table 3.8. Results of periodic multiconductor microstrip line synthesis algorithm

DML konstrukciniai parametrai	Z_{Bnom}, Ω		
	50	75	120
W/h	2,25	1,4	0,8
S/h	1,0	0,8	0,6
ε_{r}	6,0	6,0	6,0
Gauta būdingoji varža, Ω	49,9	74,6	121,7
Nominalios vertės paklaida, %	–0,2	–0,53	1,42



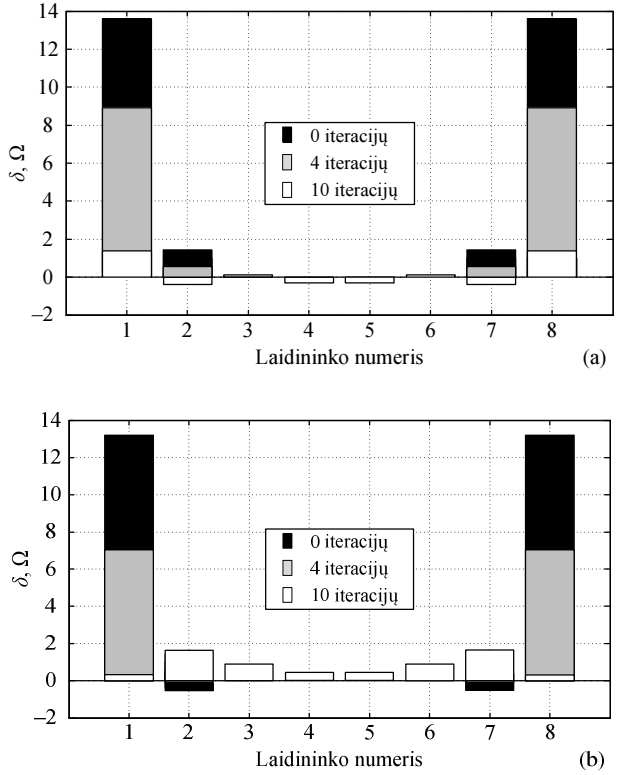
3.18 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos, grįstos periodinės daugialaidės mikrojuostelinės linijos (juoda spalva) ir tolygios būdingosios varžos (pilka spalva) sintezės algoritmų būdingosios varžos priklausomybės nuo laidininko numerio, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $W = 0{,}6$ mm; $S = 0{,}5$ mm; $N = 20$

Fig. 3.18. Conductors characteristic impedance of multiconductor microstrip line based on periodic multiconductor microstrip line (black color) and uniform characteristic impedance (grey color) synthesis algorithms, when $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.5$ mm; $W = 0.6$ mm; $S = 0.5$ mm; $N = 20$

3.19 paveikslai). Siūlomo algoritmo tikslumui patikrinti buvo susintezuotos trys DML (3.8 lentelė), kurių nominalios būdingosios varžos vertės yra atitinkamai 50, 75 ir 120 Ω.

Pagal 3.8 lentelėje pateiktus duomenis matyti, kad periodinės daugialaidės mikrojuostelinės linijos sintezės nuokrypis nuo nominalios būdingosios varžos vertės neviršija 2 %. Skaičiavimo trukmės tyrimai šiuo atveju neatliekami, nes visi sintezuojamų linijų konstrukciniai parametrai gauti per trumpesnį laiką nei minutė.

Atliekant tolygios būdingosios varžos DML sintezės algoritmo tyrimus, sintezuotos 20 ir 8 signalinių laidininkų daugialaidės mikrojuostelinės linijos. Kaip matyti iš pateiktų 3.18 ir 3.19 paveikslų, didžiausias būdingosios varžos skirtumas tarp vidinių ir išorinių laidininkų yra vienodo pločio signalinių laidininkų DML atveju. Absoliutus skirtumas tarp vidinių ir išorinių laidininkų gali siekti iki 14 Ω. Siekiant suvienodinti signalinių laidininkų būdingosios varžos vertes pakanka keisti tik išorinių laidininkų pločius. Nagrinėjamu atveju užtenka dešimties iteracijų, norint pasiekti 2 Ω absoliutų skirtumą, mažesnis absoliutus



3.19 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos, grįstos tolygios būdingosios varžos sintezės algoritmu, kiekvieno laidininko absoliutus skirtumas tarp nominalios ir apskaičiuotos būdingosios varžos sinafazinio (a) ir priešfazinio (b) sužadinimo atvejais, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $W = 0{,}6$ mm; $S = 0{,}5$ mm; $N = 8$

Fig. 3.19. Conductors absolute difference of calculated and nominal characteristic impedance value of multiconductor microstrip line based on uniform characteristic impedance synthesis algorithm and operating in c (a) and π (b) modes, when $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.5$ mm; $W = 0.6$ mm; $S = 0.5$ mm; $N = 8$

skirtumas pasiekiamas mažinant tinklelio žingsnį, tačiau išauga iteracijų skaičius. DML signalinių laidininkų būdingąją varžą galima suvienodinti tik tam tikram, konkrečiam linijos sužadinimo tipui.

3.4. Trečiojo skyriaus išvados

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

1. Pasiūlyti susietųjų mikrojuostelinių linijų (SML) ir daugialaidžių mikrojuostelinių linijų (DML) modeliai, grįsti baigtinių skirtumų ir baigtinių skirtumų laiko srities metodais, leidžia tirti nereguliarias meandrines mikrojuostelines vėlinimo linijas, sudarytas iš baigtinio strypų skaičiaus.
2. Pasiūlytos SML ir DML srovės ir įtampos skaičiavimo metodikos leidžia iš elektrinio ir magnetinio laukų pokyčių laike apskaičiuoti linijų būdingųjų varžų ir efektyviųjų dielektrinių skvarbų dažnines priklausomybes. Nustatyta, kad santykinis skirtumas apskaičiuotų verčių, gautų taikant sudarytuosius modelius bei pasiūlytąsias skaičiavimo metodikas, ir verčių, pateiktų kitų tyrėjų, neviršija 10 %.
3. Sudarytieji SML ir DML modeliai leidžia analizuoti linijas veikiančias normaliųjų bangų režimu (angl. *eigen mode*), kuomet ties laidininkais sklindančių elektromagnetinių bangų faziniai greičiai yra vienodi. Kompiuterinis SML ir DML imitavimas, taikant sudarytuosius modelius, parodė, kad linijos, veikiančios normaliosios bangos rėžimu ir sužadintos sinfaziniu būdu (angl. c-*mode*), santykinis skirtumas efektyviosios dielektrinės skvarbos ties signaliniais laidininkais neviršija 1 %, o linijos, sužadintos priešfaziniu būdu (angl. π-*mode*) – 3 %.
4. Sudarytuose SML ir DML modeliuose taikomas kvazistatinis artinys, todėl įtampos bei srovės skaičiavimuose neįvertinamos elektrinio ir magnetinio laukų išilginės komponentės atsirandančios aukštesniuosiuose analizės dažniuose. Didėjant dažniui šios išilginės komponentės didėja, kartu didėja ir skaičiavimo rezultatų neapibrėžtis. Siekiant mažesnės analizės neapibrėžties, minėtas išilgines komponentes įvertinti būtina – tai artimiausios ateities uždavinys.
5. Kompiuteriniai eksperimentai, atlikti taikant DML modelį parodė, kad elektromagnetinės bangos sklidimo fazinio greičio dispersija ir išilgai mikrojuostelių sklindančių signalų tarpusavio įtaka didesnė, kai tarpai tarp laidininkų siauresni, o dėl šios priežasties vidinių laidininkų vėlinimo trukmė yra didesnė, kai DML sužadinama vienodo dydžio įtampomis.
6. Tyrimai parodė, kad didžiausią įtaka DML būdingosios varžos tolygumui daro išoriniai laidininkai. Taigi, norint suvienodinti būdingąją varžą visoje linijoje, užtenka keisti tik išorinių laidininkų plotį.
7. Pasiūlyti netolygios ir tolygios būdingosios varžos DML sintezės algoritmai leidžia rasti periodinės ir neperiodinės daugialaidės mikrojuoste-

linės linijos konstrukcinius parametrus, kai būdingosios varžos santykinis skirtumas neviršija 1 % ir 2 % atitinkamai.

4

Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelių sudarymas ir tyrimas

Šiame skyriuje sudaromi du meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos (MMVL) modeliai, grįsti atitinkamai baigtinių skirtumų laiko srities (BSLS) metodu ir daugialaidžių linijų bei baigtinių skirtumų metodų deriniu ir tiriamos šių vėlinimo linijų dažninių charakteristikų priklausomybės nuo linijos konstrukcinių parametrų. Pasiūlytų MMVL modelių analizės rezultatai lyginami su rezultatais gautais, naudojant specializuotus programų paketus CST Microwave Studio® bei Sonnet®. Nagrinėjama daugialaidės mikrojuostelinės linijos (DML) laidininkų parametrų netolygumo įtaka MMVL charakteristikoms.

Skyriaus tema paskelbtas vienas autoriaus straipsnis (Krukonis *et al.* 2013).

4.1. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu

Mikrojuostelinės meandrinės vėlinimo linijos plačiai taikomos įvairiose elektroninėse sistemose, pvz., analoginių signalų apdorojimui realiuoju laiku

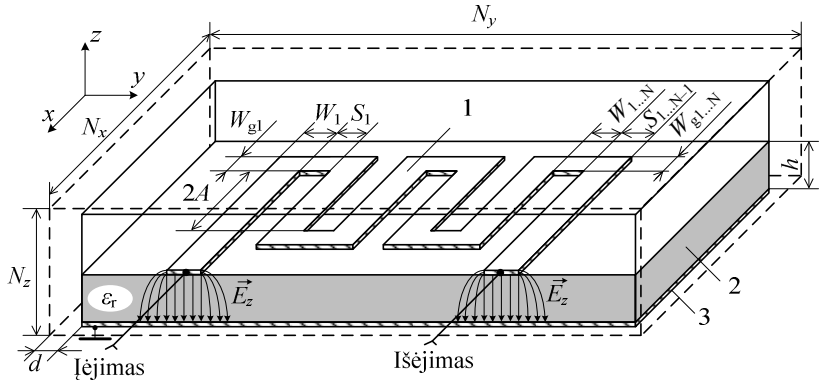
(Horii *et al.* 2012), analogas – skaičius keitikliuose (Guansheng *et al.* 2009), signalų sinchronizavimo įtaisuose (Hsi-Chou, Jyh-Horng 2007), o taip pat kaip svarbi įvairių kitų elektrodinaminių ir elektroninių prietaisų dalis (Daškevičius *et al.* 2010; Kim *et al.* 2007).

Šiuo metu plačiai naudojamos iš aktyviųjų elementų sudarytos vėlinimo linijos (VL) (Kim *et al.* 2007; Wei-Tsung *et al.* 2013). Tačiau elektrodinaminės VL pasižymi daugeliu pranašumu, pvz.: plati, nuo nulio prasidedanti pralaidumo juosta, charakteristikų tiesiškumas ir stabilumas, mažesnis energijos poreikis (Urbanavičius *et al.* 2009). Elektrodinaminėse VL vėlinimas sąlygojamas baigtiniu elektromagnetinės bangos sklidimo greičiu išilgai nustatyto kelio ir apibūdinamas vėlinimo trukme. Siekiant padidinti vėlinimo trukmę, nedidinant VL matmenų, elektromagnetinės bangos sklidimo kelias ilginamas formuojant meandro arba spiralės formos signalų laidininką. Tokiu būdu VL struktūra tampa periodine, turinčia savitą meandro strypų arba spiralės vijų atsikartojimo periodą, todėl tokių linijų analizei ir modeliavimui plačiai taikomas daugialaidžių linijų metodas (Daškevičius *et al.* 2010). Šis metodas reikalauja palyginus mažai skaičiavimo resursų, o tai ypač svarbu VL sintezei (Katkevičius *et al.* 2012; Štaras *et al.* 2012) projektuojant mikrobangų įtaisus. Remiantis šiuo metodu, modeliuojama daugialaidė linija ir ją atitinkančios VL yra periodinės ir be galo ilgos, sudarytos iš be galo daug vienodo pločio laidžiųjų strypų, atstumai tarp kurių taip pat vienodi. Realių VL, grįstų begaline daugialaide linija, kurių dydis yra baigtinis, parametrų pasiskirstymas laidininkuose yra netolygus dėl elektromagnetinio lauko sklaidos linijos galuose ir kraštuose (Metlevskis, Urbanavičius 2011).

Poskyryje pateikiamas MMVL matematinis modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu ir idealiai suderinto absorbuojančio sluoksnio paradigma. Sudaromas algoritmas, leidžiantis analizuoti MMVL, nurodant konstrukcinius parametrus, ir tiriamos vėlinimo linijos elektrinės charakteristikos plačiame dažnių diapazone.

4.1.1. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos analizės algoritmas

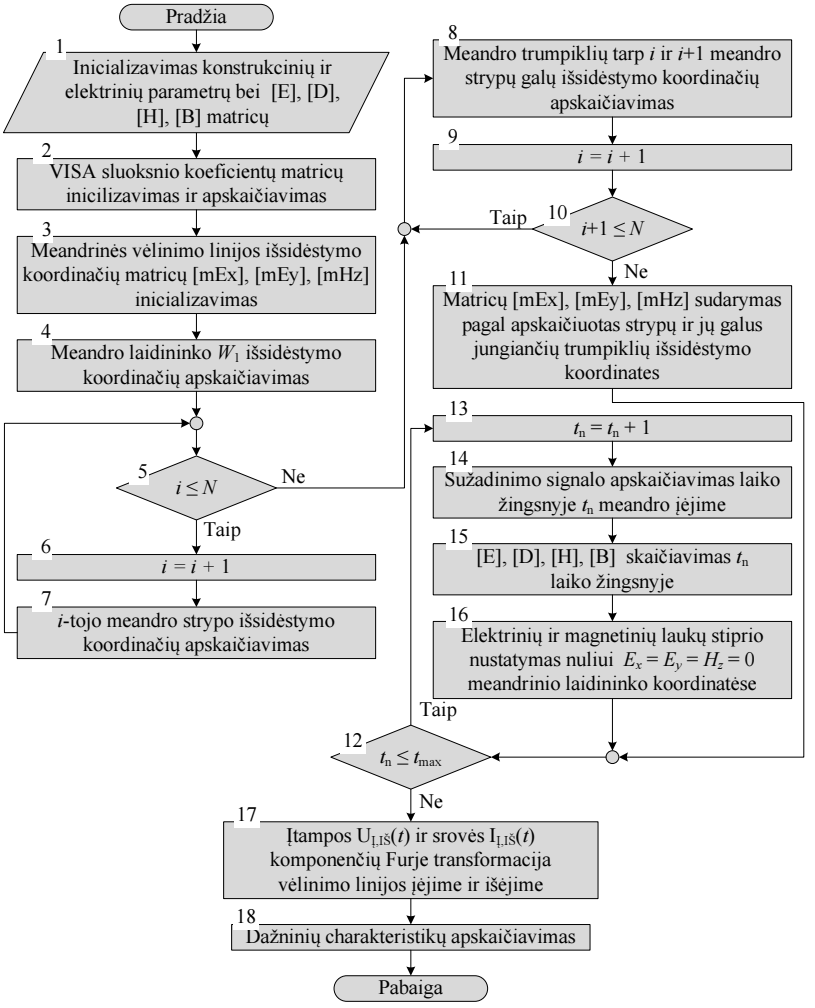
Apibendrintas meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos konstrukcijos eskizas pateiktas 4.1 paveiksle. MMVL sudaro meandro formos signalo laidininkas suformuotas ant dielektrinio pagrindo, kurio kita pusė dengta ištisiniu laidžiu sluoksniu (ekranu). Pagrindiniai MMVL elektriniai parametrai ir charakteristikos yra šie: vėlinimo trukmė t_{v}, būdingoji varža Z_{B}, praleidžiamųjų dažnių juosta Δf, vėlinimo trukmės $t_{\mathrm{v}}(\omega)$ ir būdingosios varžos $Z_{\mathrm{B}}(\omega)$ priklausomybės nuo dažnio.



4.1 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos sandara: 1 – signalo laidininkas; 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – ištisinis laidininkas (ekranas)
Fig. 4.1. Structure of meander microstrip delay line: 1 – signal conductors; 2 – dielectric substrate; 3 – reference conductor (shield)

Mikrojuostelinės meandrinės vėlinimo linijos, grįstos baigtinių skirtumų laiko srities metodu, elektrinių parametrų skaičiavimo algoritmas pateiktas 4.2 paveiksle. Algoritmą sudaro 16 žingsnių:

1. Įvedami analizuojamos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos konstrukciniai parametrai: h – dielektrinio pagrindo storis, ε_r – pagrindo dielektrinė skvarba; $2A$ – meandro aukštis; $W_{1...N}$ – meandro strypų pločiai; $S_{1...N-1}$ – tarpų tarp meandro strypų pločiai; $W_{g1...N}$ – kraštinių trumpiklių, jungiančių meandro strypų galus, pločiai; d – absorbuojančio sluoksnio storis. Inicializuojamos elektrinės ir magnetinės indukcijos bei elektrinio ir magnetinio laukų stiprio matricos [D], [B], [E] ir [H] atitinkamai.
2. Inicializuojamos ir apskaičiuojamos vienaašio idealiai suderinto absorbuojančio sluoksnio koeficientų matricos.
3. Inicializuojamos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos išsidėstymo E_x, E_y elektrinių ir H_z magnetinio laukų komponenčių koordinačių matricos – atitinkamai [mEx], [mEy] ir [mHz]. Šios išsidėstymo koordinačių matricos nurodo, kaip išsidėsčiusi MMVL nagrinėjamoje srityje.
4. Apskaičiuojamos pirmojo MMVL meandrinio strypo, kurio plotis W_1 ir aukštis $2A$ pozicija nagrinėjamoje srityje.



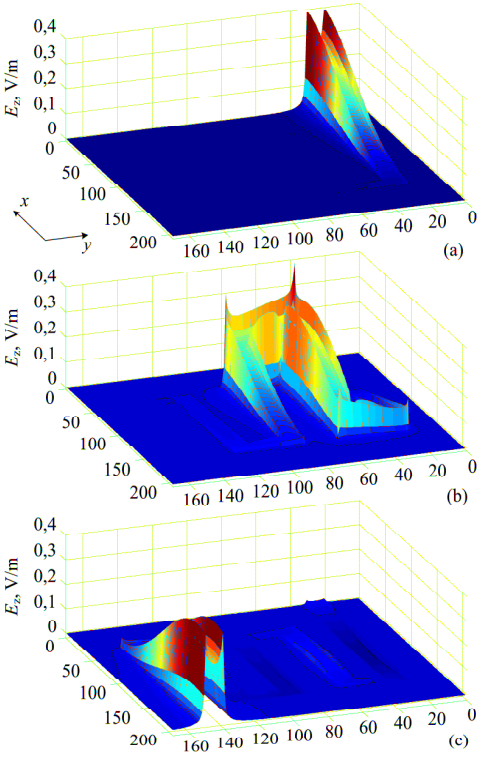
4.2 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelio, grįsto baigtinių skirtumų laiko srities metodu, supaprastintas algoritmas
Fig. 4.2. The simplified algorithm of the meander microstrip delay line model based on finite difference time domain method

5. Pradedamas likusių strypų W_i išsidėstymo koordinačių apskaičiavimo ciklas. Lyginama ar apskaičiuotas *i*-tasis strypas yra paskutinis MMVL. Ciklas baigiamas, kai apskaičiuojamos paskutinio *N*-tojo meandro strypo išsidėstymo koordinatės.
6. 9. Žingsniuose padidinamas strypo numeris vienetu.

7. Analizuojamos VL išsidėstymo koordinačių apskaičiavimas pradedamas nuo antrojo ($i = 2$) meandro strypo išsidėstymo koordinačių elektriniame E_x, E_y ir magnetiniame H_z laukuose, kai tarpas tarp prieš tai skaičiuoto strypo ir skaičiuojamo yra S_{i-1}.
8. Vykdomas meandro strypų trumpiklių W_{gi} išsidėstymo koordinačių apskaičiavimas (skaičiavimas pradedamas tarp pirmojo ir antrojo strypų).
10. Trumpiklių išsidėstymo koordinačių skaičiavimų ciklas vykdomas tol, kol apskaičiuojamos visos meandro strypų galų koordinatės.
11. Pagal apskaičiuotas meandro strypų ir jų galų trumpiklių išsidėstymo koordinates sudaromos [*mEx*], [*mEy*] ir [*mHz*] koordinačių matricos. Siekiant modeliuoti suderintąjį signalų šaltinį ir apkrovą pirmojo strypo įėjimas ir paskutiniojo strypo išėjimas tariamai pratęsiami į absorbuojantį sluoksnį. Apskaičiuojamos pratęstų strypų išsidėstymo koordinatės.
12. Pradedamas signalo sklidimo išilgai meandrinio laidininko skaičiavimo ciklas. Skaičiavimo procesas šiuo atveju vykdomas tol, kol pasiekiamas didžiausias nurodytas analizės laiko žingsnis $t_{\max}$.
13. Skaičiavimų ciklas pradedamas, kai laiko žingsnis t_{n} lygus nuliui, kiekvieno sekančio ciklo metu laiko žingsnis inkrementuojamas vienetu.
14. Kiekvieno ciklo metu MMVL įėjime perskaičiuojamo Gauso sužadinimo impulso momentinės vertės. Sužadinimas modeliuojamas nurodant atitinkamą elektrinio lauko stiprį dielektriniame pagrinde (4.1 pav.) visame signalinio laidininko plote W_1.
15. Kiekviename analizės laiko žingsnyje t_{n} perskaičiuojamos elektrinės ir magnetinės indukcijos bei elektrinio ir magnetinio laukų stiprių komponenčių matricos. Be to, tame pačiame laiko žingsnyje t_{n} apskaičiuojamos ir išsaugomos įtampos ir srovės momentinės reikšmės MMVL įėjime ir išėjime.
16. Kiekviename analizės laiko žingsnyje, atsižvelgus į koordinačių matricas [*mEx*], [*mEy*] ir [*mHz*], elektrinio ir magnetinio laukų stiprio komponentės E_{x}, E_{y} ir H_{z} prilyginamos nuliui, taip modeliuojant idealųjį meandrinį laidininką.
17. Siekiant apskaičiuoti MMVL dažnines charakteristikas atliekama įtampos $U_{\text{Į,IŠ}}(t)$ ir srovės $I_{\text{Į,IŠ}}(t)$ įėjime ir išėjime Furje transformacija.
18. Iš įtampos $U(\omega)$ ir srovės $I(\omega)$ santykio apskaičiuojama MMVL būdingoji varža, o iš įtampos įėjime ir išėjime santykio apskaičiuojama bangos sklidimo fazės koeficiento priklausomybė nuo dažnio $\beta(\omega)$. Iš bangos fazės koeficiento $\beta(\omega)$ apskaičiuojama efektinė dielektrinė skvarba $\varepsilon_{\text{r}}(\omega)$.

4.1.2. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelio tyrimas

Pasiūlytas meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu, tikrinamas pasitelkiant specializuotą programų paketą Sonnet®. MMVL modelio adekvatumas tikrinamas lyginant apskaičiuotas MMVL dažnines charakteristikas su analogiškomis charakteristikomis, gautomis analizuojant tos pačios topologijos modelius, sudarytus Sonnet® specializuotu programų paketu. Šiems skaičiavimams panaudota penkių



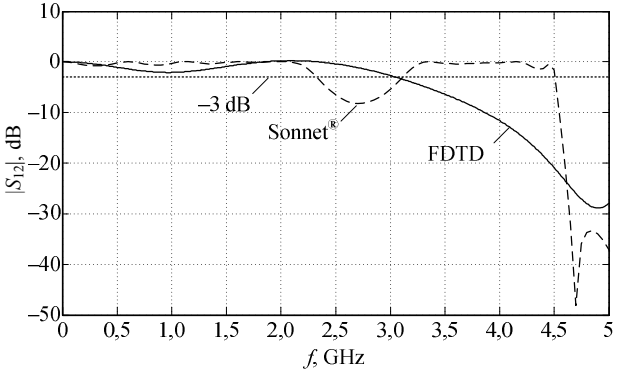
4.3 pav. Gauso impulso sklidimo iliustracija meandrinėje vėlinimo linijoje: a) impulsas linijos įėjime; b) impulsas linijos vidurinėje dalyje; c) impulsas linijos išėjime

Fig. 4.3. Illustration of Gauss impulse propagation in meander delay line: a) impulse in the beginning of the line; b) impulse in the middle of the line; c) impulse at the end of the line

($N = 5$) strypų MMVL, kurios konstrukciniai parametrai yra šie: dielektrinio pagrindo storis $h = 0{,}5$ mm; dielektrinio pagrindo skvarba $\varepsilon_r = 9{,}6$; meandro strypų ir strypų galus jungiančių trumpiklių pločiai $W_{1...5} = W_g = 1$ mm; tarpai tarp meandro strypų $S_{1...4} = 1$ mm.

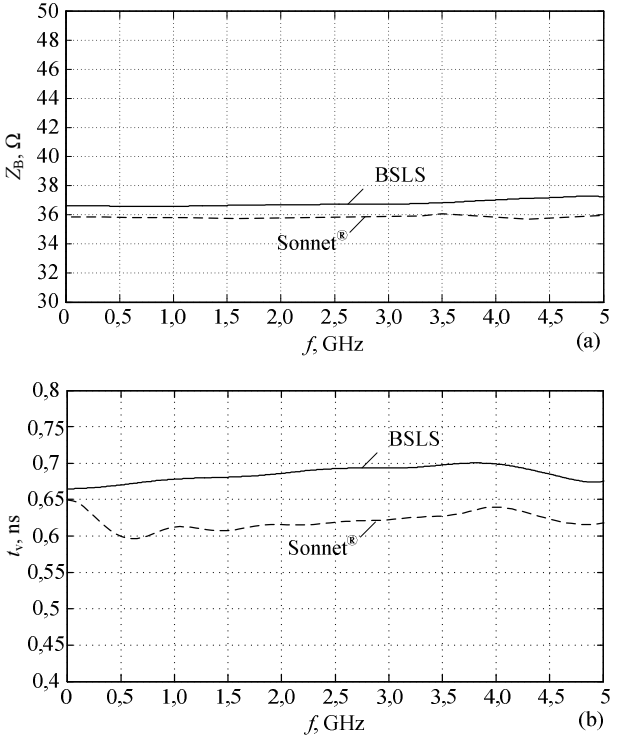
Gauso impulso sklidimo penkių laidininkų meandrinės mikrojuostelinės linijos įvairiose vietose iliustracija pateikta 4.3 paveiksle. Šiose iliustracijose matyti elektrinio lauko stiprio E_z komponentės pasiskirstymas po signaliniu laidininku, sklindant Gauso impulsui.

Iš 4.4 paveikslo matyti, kad baigtinių skirtumų laiko srities metodu apskaičiuoto sklaidos parametro S_{12} modulio dažninė charakteristika ne visai sutampa su Sonnet® programų paketu apskaičiuota analogiška charakteristika. Tarkime, dažnių srityje nuo 0 iki 2 GHz minėtų charakteristikų skirtumas neviršija 2 dB, tačiau srityje virš 2 GHz pagal siūlomą modelį apskaičiuota charakteristika laipsniškai mažėja, tuo tarpu Sonnet® programų paketu apskaičiuotoje charakteristikoje pastebimas rezonanso požymis ties 4,7 GHz dažniu. Toks charakteristikų skirtumas gali būti visų pirma paaiškintas sistemine priežastimi – Sonnet® programų paketas grįstas momentų metodu. Kita vertus neįmanoma visiškai suvienodinti siūlomo MMVL modelio ir Sonnet® analizės parametrų, pvz., erdvinės gardelės, laiko ir dažnio žingsnių. Pastebėtina, kad nepaisant vizualaus S_{12} parametro dažninių charakteristikų skirtumo, praleidžiamųjų dažnių juostų skirtumas, nustatytas pagal šias charakteristikas, neviršija 25 %.



4.4 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos perdavimo charakteristikos (S_{21} parametras) modulio priklausomybė nuo dažnio, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $2A = 20$ mm; $S_4 = 1$ mm; $W_{1...5} = W_g = 1$ mm; $N = 5$

Fig. 4.4. Frequency response of parameter S_{21} magnitude of the meander microstrip delay line which design parameters are following: $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.5$ mm, $2A = 20$ mm; $S_4 = 1$ mm; $W_{1...5} = W_g = 1$ mm; $N = 5$



4.5 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos būdingosios varžos (a) ir vėlinimo laiko (b) priklausomybė nuo dažnio, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $2A = 20$ mm; $S_{1...4} = 1$ mm; $W_{1...5} = W_g = 1$ mm; $N = 5$

Fig. 4.5. Characteristic impedance (a) and delay time (b) dependency on frequency of the meander microstrip delay line which design parameters are following: $\varepsilon_r = 9.6$, $h = 0.5$ mm, $2A = 20$ mm, $S_4 = 1$ mm; $W_{1...5} = W_g = 1$ mm; $N = 5$

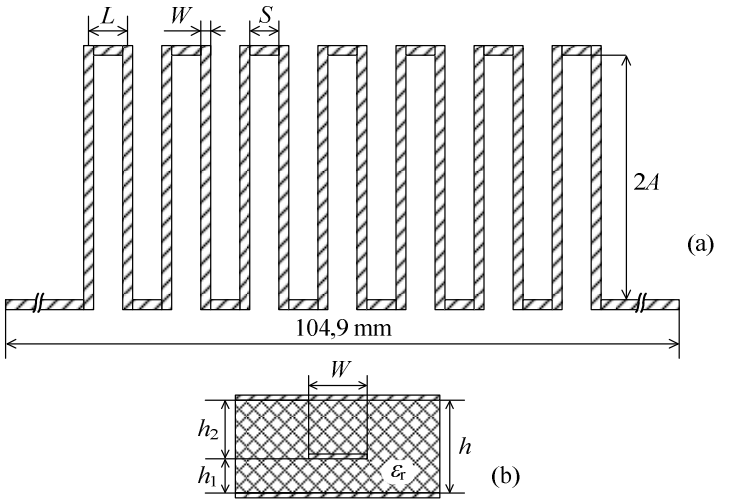
Iš 4.5 paveikslo a ir b kreivių matyti, kad abiem būdais apskaičiuotos būdingosios varžos bei vėlinimo laiko dažninės charakteristikos kitimas yra panašaus pobūdžio. Santykinis skirtumas tarp BSLS metodu grįsto modelio ir Sonnet® programų paketu gautų rezultatų būdingosios varžos atveju neviršyja 3 %, vėlinimo trukmės atveju neviršyja 15 %.

4.2. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelio, grįsto daugialaidės linijos metodu, sudarymas ir tyrimas

Įvairiems įtaisams mikrobangų diapazone modeliuoti vis dažniau taikomi specializuoti programų paketai (Metlevskis, Martavičius 2012). Šiame poskyryje, siekiant atskleisti meandro strypų sąryšio įtaką vėlinimo linijų savybėms, sudaryti ir ištirti dviekranių meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų (DMMVL) modeliai, grįsti daugialaidžių linijų metodu, o taip pat taikant specializuotus programų paketus CST Microwave Studio® ir Sonnet®. Sudarytuose DMMVL modeliuose keičiant meandro žingsnį taip, kad bendras DMMVL signalinio laidininko ilgis išliktų nepakitęs, apskaičiuotos vėlinimo trukmės dažninės priklausomybės. Gautos priklausomybės išanalizuotos ir palygintos su (Rubin, Singh 2000) darbe skelbtais rezultatais.

4.2.1. Dviekranės meandrinės mikrojuostelinės vėlinio linijos tyrimo modeliai

Nagrinėjamų DMMVL struktūros sudarytos remiantis (Rubin, Singh 2000) darbu. Šiame darbe DMMVL matmenys pateikti JAV matavimo vienetais – coliais ir colių tūkstantosiomis dalimis, todėl tiriamų struktūrų matmenys pagal SI sistemą parenkami kaip galima artimesni pateiktoms straipsnyje ir suapvalinti iki antrojo, trečiojo ženklo po kablelio. Iš viso nagrinėjamos penkios vėlinimo struktūros (4.6 pav.): tiesi dvieekranė perdavimo linija, kurios ilgis – 140,5 mm bei keturios meandrinės vėlinimo linijos, kurių signalinio laidininko bendras ilgis išlieka toks pats – 140,5 mm, tačiau ilgis x ašies kryptimi yra 104,9 mm (toks tariamasis ilgio sumažinimas susidaro dėl to, kad meandrinėse vėlinimo linijose signalas sklinda zigzagu). Kiekvieną DMMVL sudaro keturiolika $W \cong 0,084$ mm pločio ir $2A \cong 2,372$ mm aukščio meandro strypų. Viena nuo kitos DMMVL tesiskiria tarpais tarp meandro strypų S, kurie, didėjimo tvarka, yra tokie: 0,17 mm, 0,297 mm, 0,678 mm ir 1,44 mm. Meandro žingsnis L – atstumas tarp gretimų strypų centrų, šiuo atveju taip pat skirtingas ir, atitinkamai, yra toks: 0,254 mm, 0,381 mm, 0,762 mm ir 1,524 mm. Nagrinėjamas meandrines vėlinimo linijas ir tiesią perdavimo liniją gaubia dielektrinė terpė, kurios santykinė dielektrinė skvarba $\varepsilon_r = 3,9$. Šią terpę iš išorės dengia du laidieji ekranai. Dielektrinės terpės storis – $h = h_1 + h_2 = 0,404$ mm. Signalinis laidininkas – varis, kurio savitasis laidumas yra $5,4 \cdot 10^4$ S/m, laidininko storis – 0,03 mm.



4.6 pav. Nagrinėjamų vėlinimo struktūrų topologija (a) ir skersinis pjūvis (b)
Fig. 4.6. Topology (a) and cross-section (b) of investigated time delay structures

Tyrimams atlikti naudojamas daugialaidžių linijų metodas ir du specializuoti programų paketai: Sonnet®, kuriame naudojamas momentų analizės metodas, ir CST Microwave Studio®, kuriame naudojamas baigtinių skirtumų laiko srities metodas.

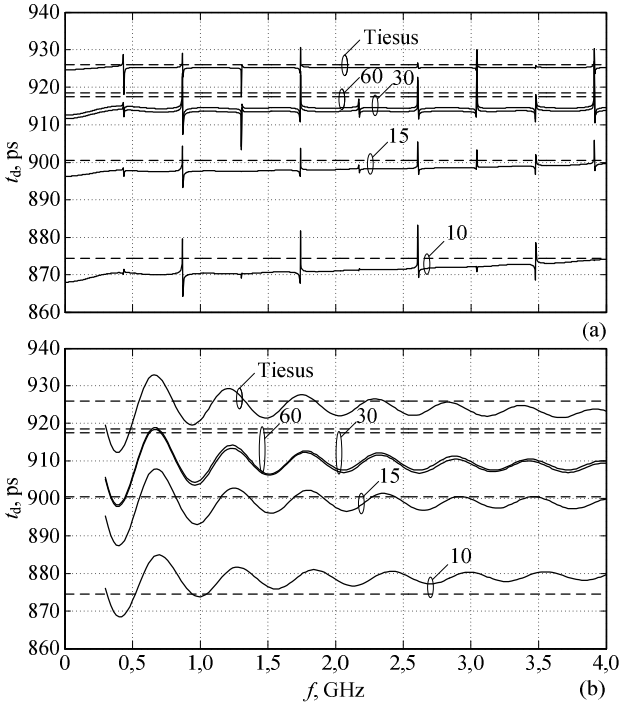
4.2.2. Dviekranių meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų modeliavimo rezultatai

Modeliuojamų DMMVL vėlinimo trukmės dažninės priklausomybės, apskaičiuotos naudojant specializuotus programų paketus CST Microwave Studio® ir Sonnet®, pateiktos 4.7 paveiksle, o 4.1 lentelėje – vėlinimo trukmių vertės, apskaičiuotos žemuosiuose ir aukštuosiuose nagrinėjamo ruožo dažniuose. Čia pat, palyginimui, pateiktos ir (Rubin, Singh 2000) darbe gautos vėlinimo trukmės vertės. Pažymėtina, kad (Rubin, Singh 2000) darbe vėlinimo trukmė nustatoma kaip laiko skirtumas tarp sumodeliuotų impulsų šlaitų 0,5 lygyje tam tikros vėlinimo struktūros įėjime ir išėjime, tuo tarpu specializuotų programų paketų CST Microwave Studio® ir Sonnet® atveju vėlinimo trukmė nustatoma iš sumodeliuotos struktūros sklaidos parametro S_{12} argumento pagal tokią formulę:

$$t_d(f) = \frac{\theta}{2\pi f}, \tag{4.1}$$

čia θ – fazių skirtumas tarp įėjimo ir išėjimo virpesių (S_{12} parametro argumentas), radianais.

Vėlinimo trukmės priklausomybėse, pateiktose 4.7 paveiksle, pastebimi pasikartojantys netolygumai – kas 450 MHz pasikartojantys „išmetimai“ priklausomybėse, gautose naudojant CST Microwave Studio® programų paketą ir 550 MHz gęstantys periodiški svyravimai priklausomybėse, gautose naudojant Sonnet® programų paketą. Periodiškumas šių netolygumų atitinka pusė bangos ilgio, telpančio tarp nagrinėjamų vėlinimo struktūrų įėjimo ir išėjimo pjūvių ir gali būti sąlygojami atspindžiais nuo nesuderinamų tarp signalinių traktų struktūros, signalų šaltinio ir apkrovos.



4.7 pav. Vėlinimo trukmės priklausomybės nuo dažnio, gautos CST Microwave Studio® (a) ir Sonnet® (b) programų paketais. Brūkšninėmis linijomis pažymėtos (Rubin, Singh 2000) darbe gautos vėlinimo trukmės vertės

Fig. 4.7. Delay time dependency on frequency, calculated with CST Microwave Studio® (a) and Sonnet® (b) program packages. Delay time calculated values by (Rubin, Singh 2000) are marked as dashed lines

Dėl 4.7 paveiksle pasirinkto mastelio dažninių priklausomybių netolygumai atrodo dideliais, tačiau, jie neviršija ±12 ps visame analizuojamų dažnių ruože, t. y. modeliuojamų DMMVL faziniai iškraipymai nustatyti iš nelygybės:

$$\Delta t_{\mathrm{d}}(f) \le \frac{0,0557}{f}. \qquad (4.2)$$

Iškraipymai neviršija ±0,35 rad (4.1 lentelė) ir tokiu būdu neturi įtakos linijų praleidžiamųjų dažnių juostai.

Lyginant tarpusavyje įvairiais programų paketais modeliuotų DMMVL vėlinimo trukmių vertes, matyti, kad nepaisant to, jog signalų sklidimo kelias visų linijų vienodas – 140,5 mm – zigzagu t. y. meandriniu laidininku sklindančio signalo vėlinimo trukmė visuomet mažesnė negu signalo, sklindančio tiesine perdavimo linija (4.2 lentelė). Šį signalo „pagreitėjimą“ galima paaiškinti meandro strypų ilginės talpos mažėjimu, lyginant su tiesiniu laidininku, dėl abipusio strypų sąryšio, o taip pat papildomu DMMVL ilginės talpos sumažėjimu meandrinio laidininko sulinkimo vietose („posūkiuose“).

4.1 lentelė. Vėlinimo trukmės nukrypimai tarp vėlinimo linijos idealios ir realios FDCh, neviršijantys ±0,35 rad
Table 4.1. Deviations of time delay between delay line ideal and real phase frequency characteristics, which doesn't exceeds ±0.35 rad

f, GHz	0,01	0,1	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0
Δt_{d}, ps	±5570	±557	±111,4	±55,7	±27,8	±18,7	±13,9

4.2 lentelė. Dviekranių meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų modelių vėlinimo trukmės pokyčiai tiesios perdavimo linijos atžvilgiu
Table 4.2. Delay time variations of two shielded microstrip delay line in respect of straight transmission line

Linijos modelis	Vėlinimo trukmės pokytis, %		
	CST Microwave Studio® (f = 4 GHz)	Sonnet® (f = 4 GHz)	Straipsnis (Rubin, Singh 2000)
Perdavimo linija	0	0	0
DMMVL-60	–1,16	–1,4	–0,81
DMMVL-30	–1,24	–1,5	–0,92
DMMVL-15	–2,8	–2,5	–2,8
DMMVL-10	–5,5	–4,7	–5,6

Iš 4.3 lentelėje pateiktų rezultatų matyti, kad esant žemiesiems dažniams – iki 200 MHz Sonnet® programų paketu gautų vėlinimo trukmių santykinis skirtumas su (Rubin, Singh 2000) darbe pateiktais duomenimis skiriasi 5 % tiesios perdavimo linijos atveju ir daugiau nei 115 % meandrinių vėlinimo linijų atveju.

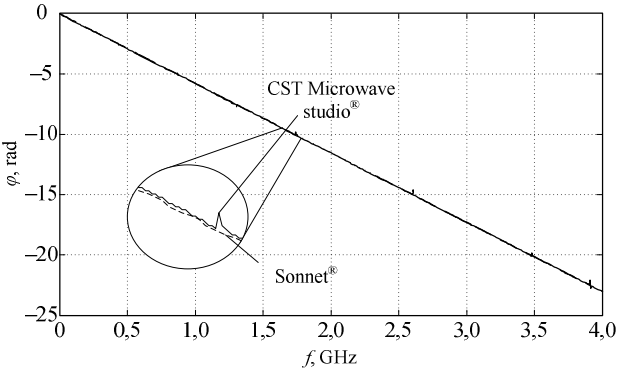
4.3 lentelė. Dviekranių meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų modelių konstrukciniai parametrai
Table 4.3. Structural parameters of two shielded microstrip delay line models

Linijos modelis	S/h_1	L/h_1	W/h_1	$2A/h_1$	h_2/h_1	h_1, mm	ε_r
DMMVL-60	12,6	13,33	0,73	20,81	2,53	0,114	3,9
DMMVL-30	5,93	6,67					
DMMVL-15	2,6	3,33					
DMMVL-10	1,49	2,22					

4.4 lentelė. Dviekranių meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų modelių, sudarytų CST Microwave Studio® ir Sonnet® programų paketuose, vėlinimo trukmės vertės, apskaičiuotos žemuosiuose ir aukštuosiuose dažniuose
Table 4.4. Delay time values of two shielded microstrip delay line, which are created in CST Microwave Studio® and Sonnet® program packages, calculated in lower and upper frequencies

Linijos modelis	Vėlinimo trukmė, ps				
	CST Microwave Studio®		Sonnet®		Straipsnis (Rubin, Singh 2000)
	200 MHz	4 GHz	200 MHz	4 GHz	
Perdavimo linija	925,0	925,3	943,8	923,3	925,3
DMMVL-60	913,7	914,6	929,0	910,0	917,8
DMMVL-30	912,8	913,8	928,4	909,4	916,8
DMMVL-15	897,1	899,6	918,5	899,8	899,8
DMMVL-10	869,3	874,1	893,9	879,6	873,8

Kai dažnis didesnis nei 200 MHz, santykinis skirtumas nedidesnis nei 3 % ir, dažniui pasiekus 300 MHz, – skirtumas sumažėja iki 2 % ir toks išlieka likusiame dažnių ruože. CST Microwave studio® programų paketu gauti rezultatai tikslesni visame dažnių ruože ir santykinis skirtumas atitinkamai neviršija 2 % (kai



4.8 pav. Fazės iškraipymų dažninės priklausomybės gautos skirtingais programų paketais
Fig. 4.8. Phase distortion frequency dependency of program package

dažnis lygus 1 MHz) ir 1 % (kai dažnis lygus 4 GHz). Įėjimo ir išėjimo signalų fazių skirtumų priklausomybės nuo dažnio, gautos Sonnet® ir CST Microwave Studio® programų paketais, pateiktos 4.8 paveiksle. CST Microwave Studio® programų paketu gauti signalo fazių skirtumo iškraipymai, tai matyti 4.8 paveiksle, – linijos analizės modelio netolygumas. Šie netolygumai sumažėja padidinus tinklelio ląstelių skaičių, tačiau atitinkamai pailgėja ir skaičiavimo laikas. Atliekant meandrinių linijų modeliavimus abejų paketų skaičiavimo trukmės panašios ~1 val.

Atliktų keturių skirtingo žingsnio MMVL vėlinimo laikų skaičiavimų, taikant daugialaidžių linijų metodą, ir lyginimų su programų paketais rezultatai pateikti 4.5 lentelėje. Kadangi nagrinėjamos struktūros yra homogeninėje aplinkoje (signalinius meandrinės linijos laidininkus gaubia vienodas dielektrikas), todėl bangos skaičius tokioje aplinkoje gaunamas pagal išraišką:

$$k = \frac{\operatorname{arctg}\left[\sqrt{\frac{Y(\theta+\pi)}{Y(\theta)}}\right] \cdot \operatorname{tg}\frac{\theta}{2}}{A \cdot \sqrt{\varepsilon_{\mathrm{r}}}}, \tag{4.3}$$

čia A – pusė meandro ilgio; $Y(\theta)$ ir $Y(\theta+\pi)$ – daugialaidės mikrojuostelinės linijos banginiai laidumai, esant fazių tarp įtampos ar srovės gretimuose linijos laidininkuose skirtumui θ ir $\theta+\pi$ atitinkamai. Šie laidumai randami taikant išraiškas:

$$Y(\theta) = Y_{\mathrm{c}} \cos^2\frac{\theta}{2} + Y_{\pi} \sin^2\frac{\theta}{2}, \tag{4.4}$$

$$Y\left(\theta+\pi\right)=Y_{\mathrm{c}}\sin^2\frac{\theta}{2}+Y_{\pi}\cos^2\frac{\theta}{2}, \tag{4.5}$$

čia θ – sklindančios bangos fazinis poslinkis tarp dviejų gretimų daugialaidės linijos laidininkų; Y_{c} ir Y_{π} – daugialaidės mikrojuostelinės linijos banginiai laidumai, esant atitinkamai lyginiam ir nelyginiam sužadinimui.

Mikrojuostelinės daugialaidės linijos banginiai laidumai, esant lyginiam ir nelyginiam sužadinimui, apskaičiuoti naudojantis baigtinių skirtumų metodu ir susietųjų matricų būdu MATLAB® terpėje. Gautus lyginio ir nelyginio sužadinimo banginius laidumus įstačius į (4.4) ir (4.5) išraiškas, o šias į (4.3) – apskaičiuoti bangos skaičiai esant skirtingiems bangos fazinių skirtumams tarp dviejų gretimų daugialaidės linijos laidininkų. Fazės ir dažnio priklausomybė buvo rasta panaudojus išraišką:

$$f=\frac{k\cdot c_0}{2\pi}. \tag{4.6}$$

Gauti skaičiavimo rezultatai pateikti 4.5 lentelėje. Joje pateikti rezultatai: meandro dalies apskaičiuotos daugialaidžių linijų metodu ir tiesaus laidininko teorinės dalies, šių dalių sumos bei (Rubin, Singh 2000) darbe pateiktų vėlinimo laikų santykinis skirtumas. Kaip matyti iš rezultatų, didėjant tarpui tarp gretimų signalinių laidininkų, santykinis skirtumas taip pat didėja. Šis padidėjimas vyksta dėl vėlinimo laiko neįvertinimo tarp gretimų signalinių laidininkų modelyje, grįstame daugialaidės linijos metodu. Laikoma, kad banga sklinda toje dalyje akimirksniu ir, didėjant atstumams tarp gretimų signalinių laidininkų, santykinis skirtumas tik didėja. 4.6 lentelėje pateikti rezultatai įvertinus šiuos atstumus ir santykinis skirtumas šiuo atveju neviršija 7 %.

4.5 lentelė. Dviekranių meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų modelių, sudarytų pagal daugialaidžių linijų metodą, vėlinimo trukmės apskaičiuotos vertės
Table 4.5. Delay time values of two shielded microstrip delay line models, which are created by multiconductor line method

Linijos modelis	Vėlinimo trukmė, ps		Santykinis skirtumas specializuotų programų paketų atžvilgiu*, %	
	f = 200 MHz	f = 4 GHz	f = 200 MHz	f = 4 GHz
DMMVL-60	848,9	842,7	–7,86	–7,63
DMMVL-30	913,3	907,2	–0,79	–0,49
DMMVL-15	933,6	928,2	2,84	3,16
DMMVL-10	924,9	920,6	4,91	4,99

4.6 lentelė. Daugialaidžių linijų metodu gauti rezultatai, įvertinus atstumus tarp gretimų laidininkų
Table 4.6. Calculation results of multiconductor line method, when taking into account distance between conductors

Linijos modelis	Vėlinimo trukmė, ps		Santykinis skirtumas specializuotų programų paketų atžvilgiu*, %	
	f = 200 MHz	f = 4 GHz	f = 200 MHz	f = 4 GHz
DMMVL-60	972,2	966,0	5,52	5,89
DMMVL-30	971,4	965,2	5,52	5,88
DMMVL-15	959,0	953,6	5,64	5,99
DMMVL-10	939,5	935,1	6,57	6,65

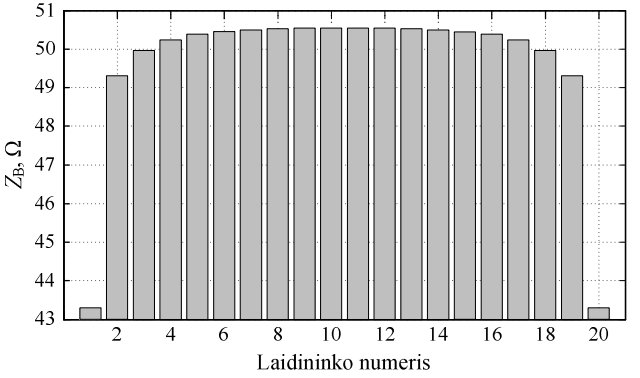
Pastabos: * CST Microwave Studio® ir Sonnet® programų paketu gautos vertės suvidurkintos.

4.3. Tolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos sudarymas ir tyrimas

Poskyryje nagrinėjami meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos būdingosios varžos netolygumai ($Z_{Bi} \neq Z_{Bj}$, čia i ir j yra MMVL strypų numeriai, $i \neq j$), kurie atsiranda dėl vienodo visų meandro strypų pločio (4.9 pav.). Aptariama daugialaidės mikrojuostelinės linijos (DML) parametrų netolygumo įtakos MMVL dažninėms charakteristikoms tyrimo metodika. Pasiūlytu algoritmu sintezuojamos tolygios būdingosios varžos ($Z_{Bi} = Z_{Bj}$) DML. Remiantis sintezuotųjų DML konstrukciniais parametrais Sonnet® elektrodinaminių įtaisų modeliavimo terpėje sukuriami atitinkamų MMVL kompiuteriniai modeliai ir randamos jų dažninės charakteristikos. Apskaičiuotos MMVL charakteristikos lyginamos su charakteristikomis analogiškų vėlinimo linijų, kurių visų laidininkų pločiai vienodi, t. y. pasireiškia elektromagnetinio lauko sklaida galuose, o atitinkamų DML elektriniai parametrai – netolygūs.

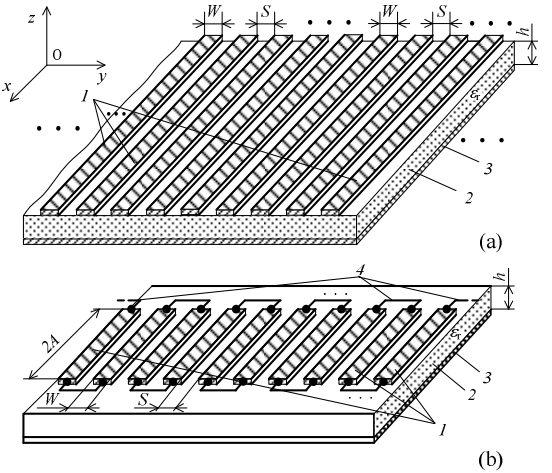
4.3.1. Tolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės linijos modelis

Remiantis daugialaidžių linijų metodu, MMVL modeliuojama pagal DML, kurios struktūra pavaizduota 4.10 paveiksle, a. MMVL ir atitinkamos DML konstrukciniai parametrai yra šie: pagrindo storis h ir santykinė dielektrinė skvarba ε_r, bei laidininkų pločiai W ir tarpai tarp jų S. Sudarant meandrinės mikrojuostelinės



4.9 pav. Mikrojuostelinės meandrinės vėlinimo linijos, grįstos periodine daugialaidė mikrojuosteline linija, strypų būdingoji varža, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $W = 0{,}6$ mm; $S = 0{,}5$ mm; $2A = 20$ mm; $N = 20$

Fig. 4.9. Conductors characteristic impedance of meander microstrip delay line based on periodic multiconductor microstrip line, when $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.5$ mm; $W = 0.6$ mm; $S = 0.5$ mm; $2A = 20$ mm; $N = 20$



4.10 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos sandara (a) ir jos pagrindu sudarytos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modelis (b); čia 1 – linijos laidininkai, 2 – dielektrinis pagrindas, 3 – ekranas, 4 – meandro strypų jungtys

Fig. 4.10. The generalized structure of the microstrip multiconductor line (a), and microstrip meander structure (b), where 1 – conductors of the line; 2 – a dielectric substrate; 3 – a reference conductor; 4 – connectors of the meander strips

linijos matematinį modelį, daugialaidė mikrojuostelinė linija laikoma begaline x ir y kryptimis. Meandrinė struktūra sudaroma iš DML atskiriant $2A$ ilgio jos dalį x kryptimi, ir atitinkamai sujungiant strypų galus (4.10 pav., b).

Siekiant suderinti bet kokią perdavimo liniją, tarp jų ir MMVL, su likusiu signalo perdavimo traktu, MMVL ir perdavimo trakto būdingosios varžos turi būti vienodos. Daugialaide linija grįstos MMVL meandro strypų būdingosios varžos yra laikomos vienodomis, ir strypų pločiai taip pat vienodi (4.10 pav., a). Tačiau praktiškai gaminamų MMVL strypų skaičius yra baigtinis, todėl elektrinio lauko struktūra ties galiniais strypais yra netolygi, dėl to galinių strypų būdingosios varžos skiriasi nuo linijos viduryje esančių strypų būdingųjų varžų (4.9 pav.). Tokiu atveju bendras signalo perdavimo traktas – nesuderintas.

4.3.2. Tolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės linijos modelio tyrimas

Atliekant tolygios būdingosios varžos MMVL tyrimus, nagrinėjamos sklaidos parametrų dažninės priklausomybės. MMVL sklaidos S_{21} parametro dažninė priklausomybė pateikta 4.11 paveiksle. Pagal S_{21} parametro modulio dažninę priklausomybę matyti, kad MMVL pasireiškia rezonansas. Šio rezonanso dažnis susijęs su signalo, sklindančio MMVL bangos ilgiu ir konstrukciniais parametrais, ir apytiksliai išreiškiamas tokia formule:

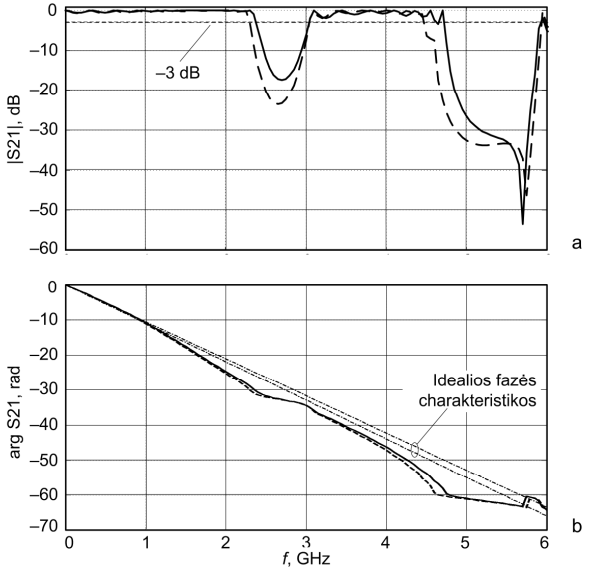
$$f_k = \frac{\mathrm{c}_0 k}{\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}}\left(2 \cdot 2A + S\right)}, \tag{4.7}$$

čia c_0 – šviesos greitis vakuume, k – rezonanso eilės numeris, $\varepsilon_{\mathrm{r\,ef}}$ – DML efektyvioji dielektrinė skvarba, $2A$ ir S – meandro topologijos dydžiai (4.10 pav., b). Tolygios būdingosios varžos MMVL rezonansas yra šiek tiek pasislinkęs aukštesniųjų dažnių link (tokiu būdu praplatėja ir pralaidumo juosta), lyginant su atitinkama netolygios būdingosios varžos MMVL. Šis rezonanso poslinkis paaiškinamas tuo, kad tolygios būdingosios varžos MMVL siauresnių galinių strypų efektyvioji dielektrinė skvarba yra mažesnė, jais sklindančios elektromagnetinės bangos greitis yra didesnis, todėl rezonanso dažnis, apskaičiuotas pagal (4.7) – aukštesnis.

Pažymėtina, kad medžiagų, naudojamų gaminant realias MMVL, laidumo ir dielektriniai nuostoliai yra nykstamai maži, todėl tokių linijų pralaidumo juosta yra vertinama pagal fazės charakteristikos iškraipymus, o ne pagal amplitudės. Pavyzdžiui, tolygios būdingosios varžos MMVL pralaidumo juosta, nustatyta pagal amplitudės dažninę charakteristiką (S_{21} modulis) (4.11 pav., a) lygi 2,38 GHz, o nustatyta pagal fazės dažninę charakteristiką (S_{21} argumentas) (4.11 pav., b), tik 1,05 GHz. Todėl, tolimesnėje MMVL analizėje pralaidumo

juosta bus laikomas dažnių ruožas, kuriame fazės charakteristikos nuokrypis nuo idealios ne didesnis nei 0,5 rad.

Vėlinimo trukmė t_d ir pralaidumo juostos plotis ΔF yra pagrindinės MMVL charakteristikos. Pagrindo dielektrinė skvarba ε_r, meandro strypų skaičius N ir jų ilgis $2A$ labiausiai veikia minėtąsias charakteristikas. Taip pat paminėtina, kad vėlinimo trukmė t_d ir juostos plotis ΔF yra atvirkščiai proporcingi, t. y. keičiant MMVL konstrukcinius parametrus ir siekiant padidinti vėlinimo trukmę, pralaidumo juosta siaurėja, atvirkštinis teiginys taip pat teisingas. Todėl, siekiant įvertinti konstrukcinių parametrų įtaką MMVL charakteristikoms, naudotinas integruotas vėlinimo linijų įvertis – vadinamasis D-faktorius, kuris išreiškiamas kaip vėlinimo trukmės ir pralaidumo juostos sandauga:



4.11 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos perdavimo charakteristikos (S_{21} parametro) (a) – modulis, (b) – argumentas (fazė), kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $2A = 20$ mm; $N = 10$. Vientisos kreivės – tolygios būdingosios varžos; brūkšninės kreivės – netolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos

Fig. 4.11. Magnitude (a) and phase (b) response of parameter S_{21} of the meander microstrip delay line which design parameters are following: $\varepsilon_r = 9.6$, $h = 0.5$ mm, $2A = 20$ mm, $N = 10$. Solid curves corresponds the uniform impedance, and dashed ones corresponds the non-uniform impedance of meander microstrip delay line.

$$D_{(\mathrm{u,\ u\text{-}n})} = t_{\mathrm{d}(\mathrm{u,\ u\text{-}n})} \cdot \Delta F_{(\mathrm{u,\ u\text{-}n})}, \tag{4.8}$$

čia apatinis indeksas u (angl. *uniform*) reiškia tolygių parametrų MMVL (t. y. tolygios būdingosios varžos), indeksas n-u – netolygių (angl. *non-uniform*) parametrų MMVL.

Pirmojoje tyrimų dalyje nagrinėjama MMVL strypų būdingosios varžos suvienodinimo įtaka MMVL charakteristikoms. Tolygios ir netolygios būdingosios varžos MMVL charakteristikų priklausomybė nuo linijos konstrukcinių parametrų pateikta 4.7–4.10 lentelėse. Šiose lentelėse taip pat pateikiami santykiniai skirtumai tarp tolygios ir netolygios būdingosios varžos MMVL charakteristikų. Vėlinimo trukmės santykinis skirtumas:

$$\delta t_{\mathrm{d}} = \frac{t_{\mathrm{d(u)}} - t_{\mathrm{d(n\text{-}u)}}}{t_{\mathrm{d(n\text{-}u)}}} 100\%, \tag{4.9}$$

čia $t_{\mathrm{d(u)}}$ – tolygios būdingosios varžos MMVL vėlinimo trukmė, $t_{\mathrm{d(n\text{-}u)}}$ – netolygios būdingosios varžos MMVL vėlinimo trukmė. Pralaidumo juostos santykinis skirtumas:

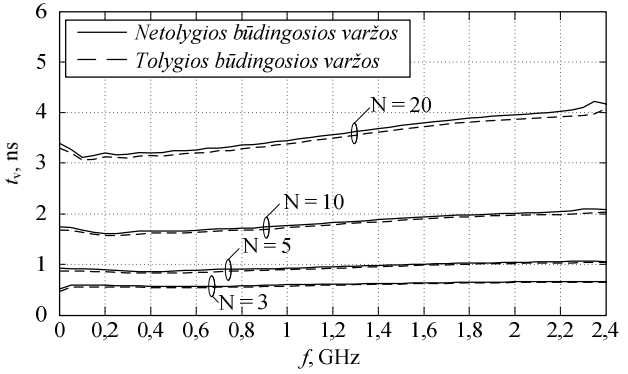
$$\delta \Delta F = \frac{\Delta F_{(\mathrm{u})} - \Delta F_{(\mathrm{n\text{-}u})}}{\Delta F_{(\mathrm{n\text{-}u})}} 100\%, \tag{4.10}$$

čia $\Delta F_{(\mathrm{u})}$ – tolygios būdingosios varžos MMVL pralaidumo juosta, $\Delta F_{(\mathrm{n\text{-}u})}$ – netolygios būdingosios varžos MMVL pralaidumo juosta. *D*-faktoriaus santykinis skirtumas:

$$\delta D = \frac{D_{(\mathrm{u})} - D_{(\mathrm{n\text{-}u})}}{D_{(\mathrm{n\text{-}u})}} 100\%, \tag{4.11}$$

čia $D_{(\mathrm{u})}$ – tolygios būdingosios varžos MMVL *D*-faktorius, $D_{(\mathrm{n\text{-}u})}$ – netolygios būdingosios varžos MMVL *D*-faktorius.

4.11 paveikslo ir 4.7–4.10 lentelių analizė atskleidžia, kad esant analogiškiems konstrukciniams parametrams, tolygios būdingosios varžos MMVL vėlinimo trukmė $t_{\mathrm{d(u)}}$ visais atvejais mažesnė nei netolygios būdingosios varžos MMVL $t_{\mathrm{d(n\text{-}u)}}$. Šis skirtumas atsiranda dėl mažesnės tolygios būdingosios varžos MMVL siauresnių galinių strypų efektyviosios dielektrinės skvarbos ties kuriais, kaip pasekmė, elektromagnetinė banga sklinda greičiau.



4.12 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos vėlinimo trukmės priklausomybė nuo dažnio ir meandro strypų skaičiaus, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $2A = 20$ mm

Fig. 4.12. Delay time dependence on frequency of the meander microstrip delay line and number of meander strips, which design parameters are following: $\varepsilon_r = 9.6$, $h = 0.5$ mm, $2A = 20$ mm

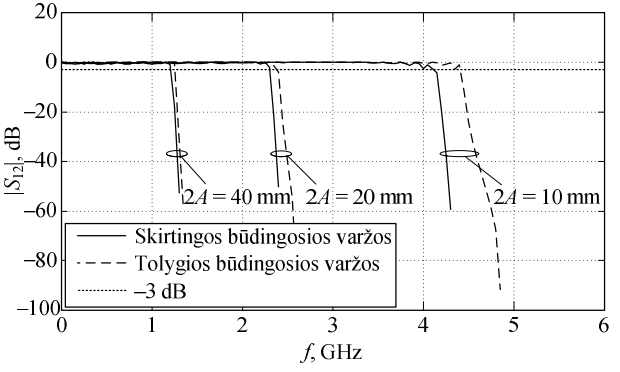
4.7 lentelė. Tolygios ir netolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos charakteristikų priklausomybė nuo meandro strypų skaičiaus, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $2A = 20$ mm

Table 4.7. Dependence of characteristics of the uniform and non-uniform characteristic impedance meander microstrip delay line on number of the meander strips, when $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.5$ mm; $2A = 20$ mm

MMVL charakteristika	Meandro strypų skaičius N				
	3	5	10	20	40
$t_{d(u)}$, ns	0,46	0,87	1,68	3,3	6,54
$t_{d(n-u)}$, ns	0,52	0,92	1,75	3,4	6,69
δt_d, %	–11	–6	–3,8	–2,9	–2,2
$\Delta F_{(u)}$, GHz	1,3	1,2	1,05	0,3	0,14
$\Delta F_{(n-u)}$,GHz	1,55	1,3	1,15	0,25	0,13
δF, %	–16	–8	–9	20	7,7
$D_{(u)}$	0,598	1,044	1,764	0,99	0,916
$D_{(n-u)}$	0,806	1,196	2,013	0,85	0,87
δD, %	–26	–13	–12	16	5,3

MMVL, sudarytos iš didesnio skaičiaus strypų N, vėlinimo trukmė, beveik proporcingai N, yra didesnė (4.7 lentelė). Tuo tarpu MMDL turinčios daugiau strypų pralaidumo juosta yra ženkliai siauresnė. Atlikti tyrimai parodė, kad strypų būdingųjų varžų suvienodinimas duoda teigiamą efektą tik esant meandrinėje linijoje didesniam strypų skaičiui N. 4.7 lentelėje matyti, kad, kai $N = 20$, tolygios būdingosios varžos MMVL pralaidumo juosta yra 20 % platesnė, nei analogiškos netolygios būdingosios varžos MMVL. Tolygios būdingosios varžos MMVL D-faktorius šiuo atveju taip pat didesnis 16 % nei atitinkamos netolygios būdingosios varžos MMVL. Iš 4.12 paveiksle pateiktų priklausomybių matyti, kad vėlinimo trukmės priklausomybė po būdingųjų varžų suvienodinimo išlieka panaši, tačiau elektromagnetinė banga ties tolygios būdingosios varžos MMVL sklinda iki 7 % greičiau.

MMVL vėlinimo trukmė taip pat beveik proporcingai didėja, didinant meandro strypų aukštį $2A$ (4.8 lentelė). Tačiau pralaidumo juosta šiuo atveju beveik proporcingai mažėja. Iš 4.8 lentelės matyti, kad tolygios būdingosios varžos MMVL pralaidumo juosta daugeliu atveju didesnė nei netolygios būdingosios varžos MMVL. Tik esant itin dideliam meandro strypų aukščiui ($2A = 40$ mm, arba $2A/h = 80$), t. y. kuomet silpnėja meandro kraštų netolygumo įtaka, tolygios ir netolygios būdingosios varžos MMVL pralaidumo juostos pločiai sutampa. Tolygios būdingosios varžos MMVL D-faktorius 16 % didesnis, nei netolygios būdingosios varžos MMVL (išskyrus minėtą atvejį, kai $2A/h = 80$). Iš MMVL amplitudės perdavimo charakteristikos (4.13 pav.) matyti, kad



4.13 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos perdavimo charakteristikos (S_{12} parametro) modulio kitimas kintant meandro strypų aukščiui, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $N = 20$

Fig. 4.13. Magnitude response of parameter S_{12} with different height meander strips of the meander microstrip delay line, which design parameters are following: $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.5$ mm; $N = 20$

4.8 lentelė. Tolygios ir netolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos charakteristikų priklausomybė nuo meandro strypų aukščio, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $N = 20$

Table 4.8. Dependence of characteristics of the uniform and non-uniform characteristic impedance meander microstrip delay line on height of the meander strips, when $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.5$ mm; $N = 20$

MMVL charakteristika	Meandro strypų ilgis $2A$, mm		
	10	20	40
$t_{d(u)}$, ns	1,8	3,3	6,3
$t_{d(n-u)}$, ns	1,89	3,4	6,4
δt_d, %	–4,5	–2,9	–2
$\Delta F_{(u)}$, GHz	0,55	0,3	0,15
$\Delta F_{(n-u)}$,GHz	0,45	0,25	0,15
δF, %	22	20	0
$D_{(u)}$	0,99	0,99	0,945
$D_{(n-u)}$	0,851	0,85	0,96
δD, %	16,4	16	–1,6

4.9 lentelė. Tolygios ir netolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos charakteristikų priklausomybė nuo dielektrinio pagrindo skvarbos, kai $h = 0{,}5$ mm; $2A = 20$ mm; $N = 20$

Table 4.9. Dependence of characteristics of the uniform and non-uniform characteristic impedance meander microstrip delay line on permittivity of the dielectric substrate, when at $h = 0.5$ mm; $2A = 20$ mm; $N = 20$

MMVL charakteristika	Dielektrinio pagrindo skvarba, ε_r		
	4,5	9,6	16
$t_{d(u)}$, ns	2,5	3,3	4,12
$t_{d(n-u)}$, ns	2,59	3,4	4,2
δt_d, %	–3,3	–2,9	–1,9
$\Delta F_{(u)}$, GHz	1,25	0,3	0,2
$\Delta F_{(n-u)}$,GHz	0,55	0,25	0,2
δF, %	127	20	0
$D_{(u)}$	3,125	0,99	0,824
$D_{(n-u)}$	1,425	0,85	0,84
δD, %	120	16	–1,9

didinant meandro aukštį $2A$ pralaidumo juosta tolygios būdingosios varžos MMVL, nustatyta iš dažnio amplitudės charakteristikos, visuomet yra platesnė nei skirtingos būdingosios varžos MMVL.

Vėlinimo trukmė gali būti didinama, nedidinant MMVL gabaritų, parenkant didesnės dielektrinės skvarbos pagrindą (4.9 lentelė). Svarbu paminėti, kad padidinus pagrindo skvarbą apie 70 % (16/9,6 ≅ 1,7), paliekant kitus konstrukcinius parametrus pastoviais, vėlinimo trukmė padidėja tik 25 % (4,12/3,3 ≅ 1,24), tuo tarpu pralaidumo juostos plotis sumažėja apie 50 % (0,55/0,25 ≅ 2,2). Kai kurios tolygios būdingosios varžos MMVL charakteristikos šiuo atveju keičiasi daugiau neigiama linkme, lyginant su netolygios būdingosios varžos MMVL. Pavyzdžiui, didinant pagrindo skvarbą, kaip anksčiau minėtame pavyzdyje, 70 %, tolygios būdingosios varžos D-faktorius mažėja 20 % (0,99/0,824 ≅ 1,2), o netolygios būdingosios varžos MMVL D-faktorius išlieka beveik nepakitęs.

4.10 lentelė. Tolygios ir netolygios būdingosios varžos meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos charakteristikų priklausomybė nuo tarpo tarp meandro strypų dydžio, kai $\varepsilon_r = 9{,}6$; $h = 0{,}5$ mm; $2A = 20$ mm; $N = 20$

Table 4.10. Dependence of characteristics of the meander microstrip delay line on space between meander strips at $\varepsilon_r = 9.6$; $h = 0.5$ mm; $2A = 20$ mm; $N = 20$

MMVL charakteristika	Tarpas tarp meandro strypų S, mm			
	0,25	0,5	1,0	2,0
$t_{d(u)}$, ns	3,11	3,3	3,56	3,78
$t_{d(n-u)}$, ns	3,26	3,4	3,61	3,79
δt_d, %	–4,4	–2,9	–1,4	–0,33
$\Delta F_{(u)}$, GHz	0,15	0,3	1,05	1,1
$\Delta F_{(n-u)}$,GHz	0,15	0,25	1,0	1,1
δF, %	0	20	5,0	0
$D_{(u)}$	0,467	0,99	3,738	4,158
$D_{(n-u)}$	0,489	0,85	3,61	4,169
δD, %	–4,6	16	3,6	–0,26

MMVL pralaidumo juosta gali būti padidinta, nemažinant vėlinimo trukmės, padidinant tarpus tarp meandro strypų S. MMVL charakteristikų priklausomybė nuo tarpo tarp strypų pločio pateikta 4.10 lentelėje. Šio dydžio keitimas daro didelę įtaką MMVL charakteristikoms. Pavyzdžiui, padidinus tarpą 4 kartus (nuo 0,25 mm iki 1 mm), pralaidumo juosta platėja 7 kartus (1,05/0,15 ≅ 7).

Taip pat pažymėtina, kad tolygios būdingosios varžos MMVL charakteristikos yra jautresnės tarpo tarp strypų pokyčiui, nei netolygios būdingosios varžos MMVL. Pavyzdžiui, didinant tarpą du kartus, tolygios būdingosios varžos MMVL *D*-faktorius didėja 0,99/0,467 = 2,5 karto, o netolygios būdingosios varžos MMVL *D*-faktorius šiuo atveju didėja tik 0,85/0,489 ≅ 1,7 karto (tolygios būdingosios varžos MMVL šiuo atveju yra 20 % jautresnė už netolygios būdingosios varžos MMVL).

4.4. Ketvirtojo skyriaus išvados

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

1. Pasiūlytas ir įgyvendintas programiniu kodu meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos (MMVL) modelis, grįstas baigtiniu skirtumų laiko srities (BSLS) metodu, leidžia gauti linijos laiko charakteristikas, o atlikus įėjimo ir išėjimo signalų Furje transformaciją – dažnines charakteristikas.
2. Pasiūlyto MMVL modelio adekvatumas patikrintas Sonnet® programų paketu. Dažninė amplitudės charakteristika, gauta taikant pasiūlytą modelį, praleidžiamųjų dažnių juostos srityje skiriasi nuo Sonnet® programų paketu apskaičiuotos charakteristikos mažiau negu 2 dB, o būdingosios varžos priklausomybės nuo dažnio – 4 %.
3. Atlikti skaičiavimai parodė, kad MMVL vėlinimo trukmė visuomet mažesnė negu tokio pat ilgio ir analogiškų skersinių konstrukcinių parametrų tiesės mikrojuostelinės perdavimo linijos dėl MMVL pirminių parametrų mažesnių verčių, sąlygotų meandro strypų tarpusavio sąveikos.
4. MMVL modelių, sudarytų pagal daugialaidžių linijų metodą, analizės rezultatai atitinka CST Microwave Studio® ir Sonnet® specializuotų programų paketų gautus rezultatus – vėlinimo trukmės santykinis skirtumas neviršija 10 %. Įvertinus meandro kraštų jungiklių baigtinį ilgį minėtas skirtumas sumažėja iki 7 %.
5. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos, grįstos tolygios būdingosios varžos daugialaidės mikrojuostelinės linijos modeliu, yra geriau suderintos su signalo perdavimo traktu, todėl jų pralaidumo juosta gali būti iki 20 % platesnė, nei netolygios būdingosios varžos MMVL.
6. Vėlinimo trukmė tolygios būdingosios varžos MMVL atveju visada mažesnė, nei atitinkamų konstrukcinių parametrų netolygios būdingosios varžos MMVL.

Bendrosios išvados

1. Pasiūlyti mikrojuostelinės perdavimo linijos, susietųjų mikrojuostelinių linijų ir daugialaidžių mikrojuostelinių linijų modeliai, grįsti baigtinių skirtumų ir baigtinių skirtumų laiko srities metodais, leidžia tirti reguliarias ir nereguliarias meandrines mikrojuostelines vėlinimo linijas, sudarytas iš baigtinio strypų skaičiaus. Sudarytų modelių adekvatumas patikrintas lyginant sudarytais modeliais gautas elektrinių parametrų vertes su kitų autorių pateiktais analogiškų parametrų matavimų vertėmis.
2. Kompiuteriniais eksperimentais parodyta, kad sudarytieji meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos modeliai, grįsti baigtinių skirtumų laiko srities metodu, leidžia įvertinti elektrinio lauko sklaidą laidininkuose ir elektrinių parametrų ties laidininkais kitimo pobūdį plačiame dažnių diapazone.
3. Kompiuteriniai tyrimai parodė, kad sinfazinė ir priešfazinė normaliosios bangos negali sklisti vienu metu tam tikros konstrukcijos daugialaide mikrojuosteline linija, galimas tik vienas iš dviejų darbo rėžimų. Taigi tolygiosios būdingosios varžos daugialaidė mikrojuostelinė linija gali būti susintezuota tik vienam sužadinimo būdui.
4. Kompiuteriniais eksperimentais parodyta, kad tolygios būdingosios varžos daugialaidžių mikrojuostelinių linijų sintezės algoritmas leidžia suprojektuoti liniją, kurios signalinių laidininkų būdingosios varžos vertės

skiriasi mažiau negu 1 %, o tai leidžia gauti meandrinę mikrojuostelinę vėlinimo liniją, kurios pralaidumo juosta iki 20 % platesnė nei linijos, suprojektuotos pagal periodinės daugialaidės linijos modelį.

5. Tyrimai parodė, kad išoriniai daugialaidės mikrojuostelinės linijos laidininkai daro didžiausią įtaka daugialaidės mikrojuostelinės linijos būdingosios varžos tolygumui ir, norint geriau suderinti meandrinę mikrojuostelinę vėlinimo liniją su signalo perdavimo traktu, užtenka keisti tik išorinių meandro strypų plotį.
6. Sudarytas tolygios būdingosios varžos daugialaidės mikrojuostelinės linijos sintezės algoritmas, paremtas baigtinių skirtumų metodo ir susietųjų matricų būdu, leidžia paspartinti meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos projektavimą kelis kartus lyginant su algoritmais, grįstais baigtinių skirtumų metodu ir iteraciniu skaičiavimo būdu.

Literatūra ir šaltiniai

Abielmona, S.; Gupta, S.; Caloz, C. 2007. Experimental Demonstration and Characterization of a Tunable CRLH Delay Line System for Impulse/Continuous Wave. *Microwave and Wireless Components Letters* 17(12): 864–866.

Ambhore, V. B.; Dhande, A. P. 2012. An Overview on Properties, Parameter Consideration And Design of Meandering Antenna, *International Journal of Smart Sensors and Ad Hoc Networks (IJSSAN)* 1(4): 59–62.

Arash, K.; Ramesh, A. 2006. Design of Compact Meander Delay Lines on Si Substrate, in *Electrical Performance of Electronic Packaging*, 141–144.

Bentaher, K.; Choubani, F.; Vuong, T. H.; David, J. 2011. Design of Non Uniform Meander Line Antennas for Passive RFID Tags in the UHF Band, in *PIERS Proceedings*, Marrakesh, Morocco, 400–403.

Berenger, J. P. 1994. A perfectly matched layer for the absorp-tion of electromagnetic waves, *Journal of Computational Physics* 114(2): 185–200.

Bertazzi, F.; Ghione, G.; Goano, M. 2003. Efficient quasi-TEM frequency-dependent analysis of lossy multiconductor lines through a fast reduced-order FEM model, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51(9): 2029–2035.

Bogdanov, G.; Ludwig, R. 2002. Coupled microstrip line trans-verse electromagnetic resonator model for high-field magnetic resonance imaging, *Magnetic Resonance in Medicine* 47(3): 579–593.

Bondeson, A.; Rylander, T.; Ingelström, P. 2005. *Computational Electromagnetics*. New York: Springer. 244 p.

Booton, R. C. 1992. *Computational Methods for Electromagnetics and Microwaves*. New York: Wiley-Interscience. 192 p.

Borja, A. L.; Belenguer, A.; Cascon, J.; Esteban, H.; Boria, V. E. 2011. Wideband Passband Transmission Line Based on Metamaterial-Inspired CPW Balanced Cells, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 10: 1421–1424.

Boutboul M. S.; Kokabi H.; Pyée M. 1998. Modeling of microstrip quasi-TEM superconducting transmission lines, comparison with experimental results, *Physica C: Superconductivity* 309(1–2): 71–78.

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.

Chen, L.; Zhu, Q.; Xu, S. 2006. Delay lines based on left-handed transmission line structure, in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, Mexico, 1189–1192.

Cheng, K. K. M.; Everard, J. K. A. 1991. Accurate formulas for efficient calculation of the characteristic impedance of microstrip line, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 39(9): 1658–1661.

Chong, C. K.; Layman, D. A.; Stolz, R. J.; Levush, B.; Pasour, J. 2012. Development of high power K/Ka-band helix TWT, in *IEEE Thirteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, Monterey, USA, 119–120.

Coaker, B.; Challis, T. 2008. Travelling Wave Tubes: Modern Devices and Contemporary Applications, *Microwave Journal* 51(10): 32–46.

Daškevičius, V.; Skudutis, J.; Katkevičius, A.; Štaras, S. 2010. Simulation and Properties of the Wide-Band Hybrid Slow-Wave System, *Electronics and Electrical Engineering* 104(8): 43-46.

Davis, T. A. 2006. *Direct Methods for Sparse Linear Systems*. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics. 217 p.

Eleftheriades, G. V.; Iyer, A. K.; Kremer, P. C. 2002. Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50(12): 2702–2712.

Feng, L.; Schutt-Aine, J. E.; Ji, C. 2002. Full-wave analysis and modeling of multiconductor transmission lines via 2-D-FDTD and signal-processing techniques, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50(2): 570–577.

Garg, R. 2008. *Analytical and computational methods in electromagnetics*. London: Artech House Publishers. 528 p.

GaWon, K.; Lu, A. C. W.; Fan, W.; Wai, L. L.; Joungho, K. 2008. 3D strip meander delay line structure for multilayer LTCC-based SiP applications, in *Electronic Components and Technology Conference*, Lake Buena Vista, USA, 2081–2085.

Gedney, S. D. 1996. An anisotropic perfectly matched layer-absorbing medium for the truncation, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 44(12): 1630–1639.

Gedney, S. D. 2011. *Introduction to the Finite–Difference Time–Domain (FDTD) Method for Electromagnetics*. Morgan & Claypool Publishers. 250 p.

Ghazali, A. N.; Pal, S. 2012. Analysis of a small UWB filter with notch and improved stopband, *Progress In Electromagnetics Research Letters* 34: 147–156.

Gibson, W. C. 2007. *The Method of Moments in Electromagnetics*. London: Chapman and Hall/CRC. 288 p.

Guansheng, L.; Tousi, Y. M.; Hassibi, A.; Afshari, E. 2009. Delay-Line-Based Analog-to-Digital Converters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs* 56(6): 464–468.

Gupta, S.; Caloz, C. 2010. Analog real-time Fourier transformer using a group delay engineered C-section all-pass network, in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Toronto, Canada, 1–4.

Gupta, S.; Caloz, C. 2011. Dispersion-compensation technique for log-periodic antennas using C-section all-pass dispersive delay structures, in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Jeju, South Korea.

Gurskas, A.; Urbanavičius, V.; Martavičius, R. 2010. Evaluation of the Microstrip Lines Connectors in the Meander Delay Line Model, *Elektronics and electrical engineering* 3(99): 39–43.

Harrington, R. F. 1993. *Field Computation by Moment Methods*. New York: Wiley-IEEE Press. 240 p.

Higdon, R. L. 1986. Absorbing boundary-conditions for difference approximations to the multi-dimensional wave-equation, *Mathematics of Computation* 47 (176): 437–459.

Hoefer, D. G; Swanson, J.; Wolfgang, J. R. 2003. *Microwave Circuit Modeling Using Elektromagnetic Field Simulation*. Boston: Artech House Publishers. 47 p.

Hong-Ming, L.; Chih-Ming, T. 2009. Exact Synthesis of Broadband Three-Line Baluns, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 57(1):140-148.

Horii, Y.; Caloz, C.; Itoh, T. 2005. Super-compact multilayered left-handed transmission line and diplexer application, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53(4): 1527–1534.

Horii, Y.; Gupta, S.; Nikfal, B.; Caloz, C. 2012. Multilayer Broadside-Coupled Dispersive Delay Structures for Analog Signal Processing, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 22(1): 1–3.

Hsi-Chou, H.; Jyh-Horng, W. 2007. Timing Synchronization in Ultra-Wideband Systems with Delay Line Combination Receivers, *IEEE Communications Letters* 11(3): 264–266.

Huarong G.; Travish, G.; Jin X.; Yanyu W.; Jinjun F.; Yubin G. 2013. High-Power Tunable Terahertz Radiation by High-Order Harmonic Generation, *IEEE Transactions on Electron Devices* 60(1): 482–486.

Hu J.; Xu R. 2009. X-band 3D meander stripline delay line using multilayer LTCC, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, USA, 345–348.

Huang, C.; You, C. 1998. Analysis and design of inhomogeneous coupled-stripline microwave bandpass filters, *Microwave Journal* 41(9): 114–124.

Yanyan T.; Lingna Y.; Jin X.; Wenxiang W.; Yanyu W.; Yubin G.; Jinjun F. 2012. A Novel Slow-Wave Structure Folded Rectangular Groove Waveguide for Millimeter-Wave TWT, IEEE Transactions on Electron Devices 59(2): 510–515.

Yee, K. 1966. Numerical Solution of Initial Boundary Value Probles Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 14 (3): 302–307.

Yi, W; Huang, F.; Lancaster, M. J.; Hieng, T. S. 2004. Design considerations of coplanar-to-coaxial transitions for wideband HTS delay lines, in *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, 177–180.

York, R. A.; Compton, R. C. 1990. Experimental evaluation of existing CAD models for microstrip dispersion, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 38(3): 327–328.

Yu-xiang W.; Ming-guang H.; Pu-Kun L.; Bao-Liang H. 2012. 2D FE code for the simulation and design of TWT electron guns, in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Shenzhen, China, 1–4.

Jahanbakhshi, A.; Moradi, G.; Shirazi, R. S. 2012. Design and Simulation of Different Types of Meander Line Antennas with Improved Effciency, *PIERS Proceedings*, Moscow, Russia, 594–597.

Jain, N.; Brown, B. 1997. Dispersion characteristics of microstrip transmission line on glass microwave IC's, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 7(10): 344–346.

Jamil, A.; Yusoff, M. Z.; Yahya, N.; Zakariya, M. A.; 2011. A compact multiband hybrid meander-Koch Fractal antenna for WLAN USB dongle, in *IEEE Conference on Open Systems (ICOS)*, Langkawi, Archipelago, 290–293.

Jansen, R. H. 1978. High-Speed Computation of Single and Coupled Microstrip Parameters Including Dispersion, High-Order Modes, Loss and Finite Strip Thickness, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 26(2): 75-82.

Katkevičius, A.; Mališauskas, V.; Plonis, D.; Serackis, A. 2012. Calculations of characteristics of microwave devices using artificial neural networks, *Electrical Review* 88(1a): 281–285.

Kim, M.; Hacker, J. B.; Mihailovich, R. E.; DeNatale, J. F. 2001. A DC-to-40 GHz four-bit RF MEMS true-time delay network, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 11(2): 56–58.

Kim, H.; Bien, F.; Hur, Y.; Chandramouli, S.; Cha, J.; Gebara, E.; Laskar, J. 2007. A 0.25-um BiCMOS Feed Foward Equalizer Using Active Delay Line for Backplane Communication, in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, New Orleans, USA, 193–196.

Kirvaitis, R. 1994. *Elektrodinaminės vėlinimo linijos*. Vilnius: Technika. 215 p.

Kleiza, A.; Štaras, S. 2000. Sudėtingų lėtinimo sistemų charakteristikų skaičiavimas neišvedant dispersinių lygčių, *Elektronika ir elektrotechnika* 6(29): 39–45.

Kolmakov, I.; Gashinova, M.; Kolmakov, J.; Deleniv, A. 2002. Full-wave 3D analysis of boxed microwave planar structures based on high-Tc superconducting films on ferrite substrate, in *32nd European Microwave Conference*, Milan, Italy, 1–3.

Kotiranta, M.; Krozer, V.; Zhurbenko, V. 2010. Square helix TWT for THz frequencies, in *35th International Conference on Infrared Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, Rome, Italy, 1–2.

Lai, A.; Itoh, T.; Caloz, C. 2004. Composite right/left-handed transmission line metamaterials, *IEEE Microwave Magazine* 5(3): 34–50.

Liang, G. C.; Withers, R. S.; Cole, B. F.; Garrison, S. M.; Johansson, M. E.; Ruby, W. S.; Lyons, W. G. 1993. High-temperature superconducting delay lines and filters on sapphire and thinned $LaAlO_3$ substrates, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 3(3): 3037–3042.

Ling-jiang, Z.; Bo, Z.; Zheng-hui, X.; Wei-ming L.; Wu, R. 2012. Analysing periodic structures using FDTD algorithm, in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Shenzhenm, China, 1–4.

Liu, F.; Schutt-Aine, J. E.; Chen, J. 2002. Full-wave analysis and modelling of multiconductor transmission lines via 2-D-FDTD and signal-processing techniques, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50(2): 570–577.

Maleki, S. J.; Dousti, M. 2012. A compact dual-band bandpass filter using microstrip meander loop and square loop resonators, *IEICE Electronics Express* 9(16): 1342–1348.

Manz, B. 2009. Advancing TWTs: the traveling wave tube lives on and on, *Journal of Electronic Defense* 32(7): 26–30.

Marimuthu, J.; Abbosh, A. M.; Henin, B. 2013. Planar microstrip bandpass filter with wide dual bands using parallel-coupled lines and stepped impedance resonators, *Progress In Electromagnetics Research C* 35: 49–61.

Metlevskis, E.; Urbanavičius, V. 2011. Analysis of charge distribution on rectangular microstrip structures, *Acta Physica Polonica A* 119(4): 503–508.

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

Mikučionis, Š.; Urbanavičius, V. 2010. Synthesis of microstrip multiconductor lines, operating in normal mode, in *18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON)*, Lithuania, Vilnius, 1–4.

Mikučionis, Š.; Urbanavičius, V. 2011. Synthesis of six-conductors symmetrically coupled microstrip line, operating in a normal mode, *Elektronika ir elektrotechnika* 110(4): 47–52.

Mittal, S.; Kaushik, B. K.; Yadav, K. L.; Sharma, D. K.; Majumder, M. K. 2012. Crosstalk effect in coupled interconnect lines using FDTD method, in *International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS)*, Kolkata, India, 365–368.

Misman, D.; Husain, M. N.; Abd Aziz, M. Z. A.; Salamat, I. A.; Kadir, M. F. A.; Rose, M. R. C.; Shah, M.; Soh, P. J. 2008. The Study of Different Impedance Meander Line for Microstrip Antenna Design, in *6th National Conference on Telecommunication Technologies and 2nd Malaysia Conference on Photonics*, Putrajaya, Malaysia, 117–120.

Mohra, A. S. 2009. Coupled microstrip line bandpass filter with harmonic suppression using right-angle triangle grooves, *Microwave and Optical Technology Letters* 51(10): 2313–2318.

Mur, G. 1981. Absorbing boundary-conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 23(4): 377–382.

Nara, S.; Koshiji, K. 2006. Study on delay time characteristics of multilayered hyper-shielded meander line, in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Portland, USA, 760–763.

Neapolitan, E. R.; Naimipour, K. 2004. *Foundations of algorithms using Java pseudocode*. Jones & Bartlett Learning. 618 p.

Nikfal, B.; Gupta, S.; Caloz, C. 2011. Increased Group-Delay Slope Loop System for Enhanced-Resolution Analog Signal Processing, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59(6): 1622–1628.

Niu, J. X. 2010. Dual-band dual-mode patch antenna based on resonant-type metamaterial transmission line, *Electronics Letters* 46(4): 266–268.

Pinto, M. N.; Xavier, C. C.; Motta, C. C. 2011. An electron gun design for a C-band TWT, in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, Natal, Brazil, 937–940.

Qingfeng, Z.; Sounas, D. L.; Caloz, C. 2013. Synthesis of Cross-Coupled Reduced-Order Dispersive Delay Structures (DDSs) With Arbitrary Group Delay and Controlled Magnitude, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 61(3): 1043–1052.

Rawat, K.; Ghannouchi, F. M. 2009. A Design Methodology for Miniaturized Power Dividers Using Periodically Loaded Slow Wave Structure With Dual-Band Applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 57(12): 3380–3388.

Roden, J. A.; Gedney, S. D. 2000. Convolutional PML (CPML): An Efficient FDTD Implementation of the CFS-PML for Arbitrary Media, *Microwave and Optical Technology Letters* 27(5): 334–339.

Rodgers® [interaktyvus] 2013 [žiūrėta 2013 08 04]. Interneto prieiga: <http://www.rogerscorp.com/documents/722/acm/RO3000-Laminate-Data-Sheet-RO3003-RO3006-RO3010.pdf>.

Rosales, O. S.; Suster, D. 1995. Finite-difference computation of the characteristic impedance of unbounded striplines and microstrip lines, in *Proceedings of the 1995 First IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems*, Caracas, Venezuela, 323–327.

Rubin, B. J.; Singh, B. 2000. Study of meander line delay in circuit boards, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 48(9): 1452–1460.

Sadiku, M. N. O. 2009. *Numerical Techniques in Electromagnetics with MATLAB*. New York: CRC Press. 648 p.

Sadiku, M. N. O.; Obiozor, C. N. 2000. A comparison of finite difference time-domain (FDTD) and transmission-line modeling (TLM) methods, in *Proceedings of the IEEE Southeastcon 2000*, Nashville, USA, 19–22.

Sanggu P.; Sanggeun J. 2013. A 15–40 GHz CMOS True-Time Delay Circuit for UWB Multi-Antenna Systems, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 23(3): 149–151.

Schneider, M. V. 1972. Microstrip dispersion, *Proceedings of the IEEE* 60(1): 144–146.

Sheng, S.; Ong, C. K. 2012. Coupled microstrip line microwave phase shifter using ferroelectric thin film varactors, *Journal of Applied Physics* 111(4): 044506–044506-044505.

Sroka, J. 2003. Oscilloscope influence on the calibration uncertainty of the pulse rise time of ESD simulators, in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Istanbul, Turkey, 378–381.

Swanson, D. G.; Hoefer, W. J. R. 2003. *Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation*. Boston: Artech House Publishers. 474 p.

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

Štaras, S.; Skudutis, J. 1999. Traveling-wave deflecting systems, *Software for Electrical Engineering Analysis and Design* IV 2: 23–32.

Štaras, S.; Burokas, T. 2006. Frequency-Dependent Distortions of Pulses in the Traveling-Wave Cathode-Ray Tubes, in *International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications*, Krakow, Poland, 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. *Wideband slow-wave systems: simulation and application*. New York: Taylor & Francis Group. 460 p.

Taflove, A.; Hagness, S. C. 2005. *Computational Electrodynamics: the Finite–difference Time–domain Method*. Artech House. 1006 p.

Taufiqqurrachman, Arisesa, H. 2012. Design and Implementation of 2-Way Wilkinson Power Divider at Intermediate Frequency 456MHz using FR4 Substrate, *International Journal of Engineering & Technology IJET-IJENS* 12(6): 14–19.

Thom, A.; Apelt, C. J. 1961. *Field Computations in Engineering and Physics*. London: D. Van Nostrand. 165 p.

Tiong, S. H.; Wang, Y.; Huang, F.; Lancaster, M. J. 2008. Superconducting Delay Lines, *Journal of Superconductivity and Novel Magnetism* 21(1): 7–16.

Topsakal, E.; Volakis, J. 2003. Finite element method for the accurate analysis of delay line propagation characteristics, in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Istanbul, Turkey, 1074–1076.

Trani, P.; Antoine, P. 2012. MPM for ECM systems, in *IEEE Thirteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, Monterey , USA, 149–150.

Tur, M. 2009. True time delay photonic beamforming: A review, in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, Tel Aviv, Israel, 1–2.

Ulisse, G.; Brunetti, F.; Di Carlo, A. 2012. Study of geometrical tolerances of an electron gun for THz vacuum tube, in *IEEE International Conference on Plasma Science (ICOPS)*, Edinburgh, UK, 3–4.

Urbanavičius, V.; Martavičius, R. 2006. Model of the microstrip line with a non-uniform dielectric, *Electronics and Electrical Engineering* 67(3): 55–60.

Urbanavičius, V.; Gurskas, A.; Martavičius, R. 2009. Simulation of the Meander Delay Line Using the Hybrid Method, *Electronics and Electrical Engineering* 90(2): 6–9.

Vainoris, Z. 2004. *Bangų elektronikos pagrindai*. 1-oji laida. Vilnius: Technika. 513 p.

Vemuri, R. V.; Karplus, W. J. 1981. *Digital Computer Treatment of Partial Differential Equations*. New Jersey: Prentice Hall. 480 p.

Vendik, I.; Deleniv, A.; Gashinova, M.; Kolmakov, I.; Kolmakov, Y. 2003. Full-wave 2D and 3D spectral domain analysis of HTS multistrip multilayer lossy structure, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 13(2): 269–271.

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 Microwave Workshop Series on Signal Integrity and High-Speed Interconnects*, Guadalajara, Mexico, 83–86.

Weiss, J. A. 1974. Dispersion and Field Analysis of a Microstrip Meander-Line Slow-Wave Structure, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 22(12): 1194–1201.

Wei-Tsung L.; Yun-Chieh C.; Jeng-Han T.; Hong-Yuan Y.; Jen-Hao C.; Tian-Wei H. 2013. 60-GHz 5-bit Phase Shifter With Integrated VGA Phase-Error Compensation, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 61(3): 1224–1235.

Wenjia, T.; Hongjoon, K. 2009. Compact, tunable large group delay line, in *Wireless and Microwave Technology Conference*, Clearwater, USA, 1–3.

Wheeler, H. A. 1964. Transmission-line properties of parallel wide strips by a conformal-mapping approximation, *IEEE Microwave theory and techniques* 12(3): 280–289.

Wujian X.; Li W.; Yong L.; Guo L. 2012. Improved design of an output structure for W-band Gyro-TWT, in *International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, Leshan, China, 392–394.

Zyuryukin, Y. A.; Lyamin, A. G. 2006. Analysis by Multiconductor Line Method of the Piezoelectric Travelling Wave Transducer in the Form of Flat Meander with Oneside Arrangement of Piezocapacistance Loadings, in *International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, Saratov, Russia, 269–275.

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

Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Krukonis, A. 2010. Baigtinių skirtumų metodo skaičiavimo būdų tyrimas, *Mokslas – Lietuvos ateitis*. 2(1): 103–107. ISSN 2029-2252. (Inspec).

Pomarnacki, R.; Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2010. Parallel Algorithm for the Quasi-TEM Analysis of Microstrip Multiconductor Line, *Electronics and Electrical Engineering* 5(101): 83–86. ISSN 1392-1215. (ISI Web of Science).

Pomarnacki, R.; Krukonis, A. 2011. Parallel Algorithm for the Quasi-TEM Analysis of Microstrip Multiconductor Line, *Mokslas – Lietuvos ateitis*. 3(1): 104–109. ISSN 2029-2252. (ICONDA, Gale®, ProQuest, EBSCOhost, IndexCopernicus).

Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2011. Investigation of Microstrip Lines Dispersion by the FDTD Method, *Electronics and Electrical Engineering* 9(115): 83–86. ISSN 1392-1215. (ISI Web of Science).

Krukonis, A.; Mikučionis, Š. 2013. Susietųjų mikrojuostelinių linijų dažninės charakteristikos, *Mokslas – Lietuvos ateitis*. 2(1): 103–107. ISSN 2029-2252. (ICONDA, Gale®, ProQuest, EBSCOhost, IndexCopernicus).

Krukonis, A.; Mikučionis, Š; Urbanavičius, V. 2013. The Influence of Non-Uniformity of the Multi-Conductor Line Parameters on Frequency Responses of the Meander Delay

Line, *Electronics and Electrical Engineering* 19(6): 81–86. ISSN 1392-1215. (ISI Web of Science).

Straipsniai kituose leidiniuose

Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2012. Multiconductor microstrip line modelling using FDTD method, in *Proceedings of the 22nd international conference "Electromagnetic disturbances EMD'2012"*, Vilnius, Lietuva, 60–63. [Tarptautinės konferencijos „EMD'2012", įvykusios Vilniuje 2012 m. rugsėjo 20–21 d., mokslinių pranešimų rinkinys]. Vilnius: Technika, 60–63. ISSN 1822-3249. ISBN 9786094572609.

Audrius KRUKONIS

MIKROJUOSTELINIŲ LĖTINIMO SISTEMŲ TYRIMAS DAŽNINIAIS IR LAIKO SRITIES METODAIS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

INVESTIGATION OF MICROSTRIP DELAY SYSTEMS IN FREQUENCY AND TIME DOMAIN

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2013 10 21. 11,5 sp. l. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
http://leidykla.vgtu.lt
Spausdino UAB „Ciklonas“
J. Jasinskio g. 15, 01111 Vilnius