VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Raimondas POMARNACKI

ELEKTRODINAMINIŲ LĖTINIMO ĮTAISŲ TYRIMAS TAIKANT LYGIAGREČIASIAS KOMPIUTERINES SISTEMAS

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)

LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2011

Disertacija rengta 2007–2011 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Mokslinis vadovas

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

VGTU leidyklos TECHNIKA 1924-M mokslo literatūros knyga
<http://leidykla.vgtu.lt>

ISBN 978-609-457-016-2

© VGTU leidykla TECHNIKA, 2011
© Raimondas Pomarnacki, 2011
raimondas.pomarnacki@el.vgtu.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Raimondas POMARNACKI

INVESTIGATION OF THE ELECTRODYNAMIC RETARD DEVICES USING PARALLEL COMPUTER SYSTEMS

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)

LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2011

Doctoral dissertation was prepared at Vilnius Gediminas Technical University in 2007–2011.

Scientific Supervisor

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

Santrauka

Disertacijoje nagrinėjamos mikrobangų įtaisų analizės ir sintezės problemos, taikant lygiagrečiąsias kompiuterines sistemas. Pagrindiniai tyrimo objektai yra daugialaidės mikrojuostelinės linijos (DML) ir meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos (MMVL). Šie objektai leidžia perduoti, sinchronizuoti bei vėlinti siunčiamus signalus ir yra neatsiejama dalis daugelio mikrobangų prietaisų. Jų operatyvi ir tiksli analizė bei sintezė sąlygoja įtaisų kūrimo spartinimą. Pagrindinis disertacijos tikslas – sukurti lygiagrečiąsias metodikas ir algoritmus, skirtus sparčiai ir tiksliai atlikti minėtų linijų analizę ir sintezę. Sukurtų algoritmų ir metodikų taikymo sritis – mikrobangų įtaisų modeliavimo ir automatizuoto projektavimo programinė įranga.

Disertaciją sudaro įvadas, penki skyriai, rezultatų apibendrinimas, naudotos literatūros ir autoriaus publikacijų disertacijos tematika sąrašai bei du priedai.

Įvadiniamе skyriuje aptariama tiriamoji problema, darbo aktualumas, aprašomi tyrimų objektai, formuluojamas darbo tikslas ir uždaviniai, aprašoma tyrimų metodika, darbo mokslinis naujumas, darbo rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai. Įvado pabaigoje pristatomos disertacijos tema, autoriaus paskelbtos publikacijos ir pranešimai konferencijose bei disertacijos sandara.

Pirmasis skyrius skirtas literatūros apžvalgai. Jame pateiktos DML ir MMVL analizės ir sintezės problemos, be to apžvelgtos lygiagrečiosios skaičiavimo sistemos ir jų taikymas elektrodinamikos uždaviniams spręsti. Skyriaus pabaigoje formuluojamos išvados ir tikslinami disertacijos uždaviniai. Antrajame skyriuje siūlomi du DML modeliai, leidžiantys skaitiniais metodais apskaičiuoti DML elektrinius parametrus, pateikti siūlomų modelių patikros rezultatai, atitinkantys elektromagnetinius procesus baigtinio dydžio DML. Trečiajame skyriuje plačiau nagrinėjama DML analizė ir sintezė, pasiūlyti lygiagretieji DML analizės ir sintezės algoritmai, atlikta jų patikra. Įgyvendinti algoritmai leidžia sparčiau apskaičiuoti elektrinius ir surasti konstrukcinius DML parametrus. Ketvirtajame skyriuje pateikiama lygiagrečioji MMVL dispersinės charakteristikos apskaičiavimo metodika. MMVL dispersinė charakteristika gaunama skaitiniais metodais sprendžiant dispersinę lygtį. Lygties sprendiniui rasti buvo sudaryti ir įgyvendinti keturi algoritmai. Remiantis šiais algoritmais pasiūlyta ir išbandyta lygiagrečioji MMVL dispersinės charakteristikos apskaičiavimo metodika. Penktasis skyrius skirtas MMVL sintezei. Pasiūlyti ir įgyvendinti skiltinio artėjimo ir Monte Karlo metodais grįsti lygiagretieji MMVL sintezės algoritmai, atlikti pasiūlytų algoritmų sintezės tikslumo ir našumo tyrimai. Disertacijos tematika paskelbti 5 straipsniai, iš kurių 3 straipsniai paskelbti recenzuojamuose mokslo žurnaluose. Rezultatai viešinti 9 mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje.

Abstract

The dissertation investigates the issues of analysis and synthesis of the microwave devices using parallel computer systems. The main objects of research include microstrip multicunductor lines (MMCL) and meander microstrip delay lines (MMDL). These objects are important to microwave devices, because they let to transmit, synchronize and delay signals. They fast analysis and synthesis makes faster device developing. The primary purpose of this dissertation is to create techniques and algorithms to accelerate analysis and synthesis of the microwave devices.

The dissertation consist of an introduction, five chapters, conclusions, references and two appendixes.

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

Chapter 1 revised used literature. Here issues of the MMCL and MMDL analysis and synthesis are described, also noted parallel computing systems and their use for the solving of the electromagnetic tasks. At the end of the chapter, conclusions are drawn and the tasks for the dissertation are reconsidered.

At chapter 2 two MMCL models of the limited sizes both based on numerical techniques are proposed. Reseach results of the proposed models which are adequate to electromagnetic processes in the MMCL of the limited sizes are presented also.

Chapter 3 investigates MMCL analysis and synthesis. Here parallel algorithms of the MMCL analysis and synthesis are presented, reseach results of this algorithms are shown also. Purposed algorithms accelerates calculations of electrical or search construction parameters of MMCL.

Chapter 4 investigets dispersion characteristic of MMDL. To calculate dispersion characteristic of the MMDL the dispersion equation should be solved. To search solution of the dispersijon equation four algorithms are purposed, which speed up of the search. The parallel technique to calculate dispersion characteristic of the MMDL is presented also.

Last Chapter 5 investigates several MMDL parallel synthesis algorithms. Parallel algorithms were created using Monte Carlo and coherently approach methods.

The main dissertation results were published in 5 scientific papers, of which 3 papers are published in peer-reviewed scientific journals. Also results were presented in 9 scientific conferences in the Lithuania and abroad.

Žymėjimai

Simboliai

$2A$	– meandrinio laidininko aukštis, $2A_i^{(P)}$ – i -asis meandrinio laidininko aukštis esant P procesų kompiuterių telkinyje; A – meandrinio laidininko aukštis padalintas per pusę;
C	– mikrojuostelės ilginė talpa, C_{ii} – i -osis mikrojuostelės savoji ilginė talpa, C_{ij} – mikrojuostelių abipusės ilginės talpos;
c_0	– šviesos greitis vakuume;
E	– elektrinio lauko stipris;
G	– Gryno (angl. <i>Green</i>) funkcija;
g, f	– funkcijos;
H	– magnetinio lauko stipris;
h	– dielektrinio pagrindo storis;
I	– srovės amplitudė;
Y_0	– banginis laidis;
k	– verčių ruožo dalinimo koeficientas;

k_L	– lėtinimo koeficientas;
L	– mikrojuostelės ilginis induktyvumas, L_{ii} – i -osis mikrojuostelės savosios ilginis induktyvumas, L_{ij} – mikrojuostelių abipusiai ilginiai induktyvumai;
l_m	– meandrinio laidininko ilgis;
M	– mikrojuostelės dalinių sričių skaičius;
N	– meandro pakopų (laidininkų) skaičius;
n	– mikrojuostelės eilės numeris;
P	– Procesų, veikiančių kompiuterių telkinyje, skaičius;
p	– mazgų (kompiuterių) skaičius kompiuterių telkinyje;
Q, q	– elektrinis krūvis;
S	– tarpas tarp mikrojuostelių;
S_p	– lygiagrečiojo algoritmo spartinimo koeficientas;
t	– algoritmo vykdymo trukmė;
ε	– dielektrinė skvarba, ε_r – santykinė dielektrinė skvarba,
μ_r	– santykinė magnetinė skvarba;
t_v	– sklindančios bangos vėlinimo trukmė, $t_{vzdi}^{(P)}$ – apskaičiuota i -oji vėlinimo trukmė, esant žemiems dažniams ir P procesų kompiuterių telkinyje, $t_v(f)$ – vėlinimo trukmės dažninė charakteristika (dispersinė charakteristika), $t_{v\text{nom}}$ – vėlinimo trukmės nominali vertė;
U	– įtampos amplitudė;
v_f	– elektromagnetinės bangos sklidimo fazinis greitis;
W	– mikrojuostelės plotis, W_μ – apskaičiuotas mikrojuostelės plotis, atitinkantis artimiausią charakteringojo impedanso vertę nominaliai, $W_i^{(P)}$ – i -osis mikrojuostelės plotis, esant P procesų kompiuterių telkinyje;
$W_{\min}, W_{\max}, S_{\min}, S_{\max}, 2A_{\min}, 2A_{\max}$	– užsiduotos minimalios ir maksimalios konstrukcinių parametų ribos: atitinkamai mikrojuostelės plotis, tarpas tarp mikrojuostelių ir meandro aukštis;
Z_0	– charakteringasis impedansas, $Z_{0i}, Z_{0i}^{(P)}$ – i -osios mikrojuostelės charakteringasis impedansas ir charakteringasis impedansas, esant P procesams kompiuterių telkinyje, $Z_{0L,N}$ – charakterin-

	gasis impedansas lyginio ir nelyginio sužadavimo atvejais,
	$Z_0(f)$ –charakteringojo impedanso dažninė charakteristika,
	$Z_{0\text{nom}}$ – charakteringojo impedanso nustatytoji nominali vertė;
β_0	– elektromagnetinės bangos fazės koeficientas vakuume;
ΔF	– praleidžiamųjų dažnių juosta, ΔF_{nom} – praleidžiamųjų dažnių juostos nominali vertė;
ΔS_p	– lygiagrečiojo algoritmo spartos didėjimo koeficientas;
$\Delta W, \Delta S, \Delta A$	– kitimo žingsnis atitinkamai mikrojuostelės pločio, tarpo tarp mikrojuostelių ir meandrinio laidininko aukščio;
δ	– leistina skaičiavimo nuokrypa, δ' – apskaičiuotų verčių santykinis skirtumas, δ_i – i -ojo parametro leistina nuokrypa;
θ	– gretimų meandro mikrojuostelių fazių skirtumas, θ_i – i -oji fazės vertė, $\Delta\theta$ – fazės kitimo žingsnis;
φ	– elektrinis potencialas.

Santrumpos

DML	– daugialaidė mikrojuostelinė linija (angl. <i>MMCL – microstrip multiconductor line</i>);
LĮ	– lėtinimo įtaisas;
MMVL	– meandrinė mikrojuostelinė vėlinimo linija;
PSS	– pranešimų siuntimo sąsaja;
BS metodas	– baigtinių skirtumų metodas;
TEM	– (angl. <i>transverse electromagnetic</i>) – skersinė elektromagnetinė banga neturinti elektrinės ir magnetinės dedamosios sklaidimo kryptimi;
CPI	– centrinis procesorinis įrenginys;
DFCh	– dažninė fazės charakteristika.

Turinys

IVADAS	1
Problemos formulavimas	1
Darbo aktualumas	1
Tyrimų objektas	2
Darbo tikslas	2
Darbo uždaviniai	2
Tyrimų metodika	3
Darbo mokslinis naujumas ir jo reikšmė	3
Darbo rezultatų praktinė reikšmė	3
Ginamieji teiginiai	3
Darbo rezultatų aprobavimas	4
Disertacijos struktūra	4
1. MIKROJUOSTELINIŲ LĖTINIMO ĮTAISŲ ANALIZĖS IR SINTEZĖ	
METODŲ APŽVALGA.....	5
1.1. Lėtinimo įtaisų modeliavimas ir tyrimas	5
1.2. Elektrodinaminių lėtinimo įtaisų analizė	8
1.3. Skaitiniai elektromagnetizmo analizės metodai	11
1.4. Naujos lygiagrečiųjų skaičiavimų kryptys	17
1.5. Lygiagrečiųjų sistemų taikymas elektromagnetizmo uždaviniams spręsti . . .	21
1.6. Apibendrinimas. Uždavinių formulavimas	25
2. DAUGIALAIDŽIŲ MIKROJUOSTELINIŲ LINIJŲ MODELIAI.	27
2.1. Daugialaidžių mikrojuostelinių linijų modeliai	27
2.2. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelių patikra	34
2.3. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelių tyrimas	37

2.4. Antrojo skyriaus išvados	40
3. LYGIAGREČIOJI DAUGIALAIDŽIŲ MIKROJUOSTELINIŲ LINIJŲ ANALIZĖS IR SINTEZĖ	43
3.1. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos analizė	43
3.1.1. Lygiagretusis daugialaidės mikrojuostelinės linijos analizės algoritmas.	45
3.1.2. Lygiagrečiojo algoritmo tyrimas	47
3.2. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos sintezė	52
3.2.1. Periodinės daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelis	52
3.2.2. Nuosekliosios sintezės būdas	54
3.2.3. Lygiagrečios sintezės būdas	55
3.2.4. Sintezės algoritmo patikra	58
3.3. Trečiojo skyriaus išvados	61
4. LYGIAGREČIOJI VĖLINIMO TRUKMĖS APSKAIČIAVIMO METODIKA.	63
4.1. Meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų analizė	63
4.2. Dispersinės lygties sprendimo algoritmai	68
4.3. Lygiagrečioji meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos analizės metodika	74
4.4. Lygiagrečiosios meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų dažninių charakteristikų apskaičiavimo metodikos tyrimas	75
4.5. Ketvirtąjo skyriaus išvados	78
5. LYGIAGREČIOJI MEANDRINIŲ MIKROJUOSTELINIŲ LINIJŲ SINTEZĖ	81
5.1. Meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės algoritmai	82
5.1.1. Monte Karlo metodu grįsti meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės algoritmai.	82
5.1.2. Skiltinio artėjimo metodu grįsti meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės algoritmai	89
5.2. Algoritmų patikra.	94
5.2.1. Matematinio modelio adekvatumo patikra	94
5.2.2. Meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės metodikos funkcionalumo tyrimas	96
5.2.3. Meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės algoritmų našumo tyrimas	99
5.3. Penktojo skyriaus išvados	103
BENDROSIOS IŠVADOS	105
LITERATŪRA IR ŠALYINIAI.	107
AUTORIAUS PUBLIKACIJOS DISERTACIJOS TEMA	121
PRIEDAI	123
A priedas. Daugialaidžių mikrojuostelinių linijų matematinis modelis grįstas baigtinių skirtumų metodu	123
B priedas. Daugialaidžių mikrojuostelinių linijų matematinis modelis grįstas momentų metodu	130

Contents

INTRODUCTION	1
Formulation of the Problem	1
Topicality of the Research Work.	1
Research Object	2
The Aim of Work	2
Tasks of the Work.	2
Applied Methods	3
Scientific Novelty	3
Links with Scientific Programmes	3
The Defended Statements	3
Approval of the Work	4
The Scope of the Scientific Work	4
1. REVIEW OF THE METHODS OF ANALYSIS AND SYNTHESIS OF THE MEANDER RETARD DEVICES	5
1.1. Investigation of the Retard Devices.	5
1.2. Analysis of the Electromagnetic Retard Devices.	8
1.3. Numerical Methods Used for Electromagnetic Analysis	11
1.4. New Directions of the Parallel Computations	17
1.5. Solving Electromagnetic Tasks Using Parallel Systems.	21
1.6. Summary. Formulation of the Tasks	25
2. MODELS OF THE MICROSTRIP MULTICONDUCTOR LINE.	27
2.1. Models of the Microstrip Multiconductor Line	27

2.2. Revise of the Models of Microstrip Multiconductor Line.	34
2.3. Investigation of the Models of Microstrip Multiconductor Line	37
2.4. Conclusions of the Second Chapter	40
3. PARALLEL ANALYSIS AND SYNTHESIS OF THE MICROSTRIP MULTICONDUCTOR LINE	43
3.1. Analysis of the Microstrip Multiconductor Lines	43
3.1.1. Parallel Analysis Algorithm of the Microstrip Multiconductor Line . . .	45
3.1.2. Investigation of the Parallel Algorithm	47
3.2. Synthesis of the Microstrip Multiconductor Line	52
3.2.1. Periodical Model of the Microstrip Multiconductor line	52
3.2.2. Sequential Synthesis Method	54
3.2.3. Parallel Synthesis Method	55
3.2.4. Revise of the Synthesis Algorithm.	58
3.3. Conclusions of the Third Chapter	61
4. PARALLEL TECHNIQUE OF THE DELAY TIME COMPUTATION . . .	63
4.1. Analysis of the Meander Microstrip Delay Line	63
4.2. Algorithms for Solving Dispersion Equation	68
4.3. Parallel Analysis Technique of the Meander Microstrip Delay Line	74
4.4. Investigation of the Parallel MMCL Frequency Characteristic Computation Technique	75
4.5. Conclusions of the Fourth Chapter	78
5. PARALLEL SYNTHESIS OF THE MEANDER MICROSTRIP DELAY LINE.	81
5.1. Parallel Synthesis Algorithms of the Meander Microstrip Delay Line	82
5.1.1. Implementation of the Parallel Synthesis Algorithm of the Meander Microstrip Delay Line using Monte Carlo Method	82
5.1.2. Implementation of the Parallel Synthesis Algorithm of the Meander Microstrip Delay Line Using Successive Aproximation Method	89
5.2. Investigation of the Algorithms	94
5.2.1. Revise of the Accuracy of the Mathematical Model	94
5.2.2. Investigation of Functionality of the Parallel Synthesis Technique of the Meander Microstrip Delay Line	96
5.2.3. Investigation of effectiveness of the parallel synthesis algorithms of the Meander Microstrip Delay line.	99
5.3. Conclusions of the Fifth Chapter	103
GENERAL CONCLUSIONS	105
REFERENCES	108
LIST OF THE AUTHOR'S SCIENTIFIC PUBLICATIONS ON THE TOPIC OF DISSERTATION	121
APPENDIX	123
A appendix. Multiconductor microstrip line mathematical model based on finite difference method	123
B appendix. Multiconductor microstrip line mathematical model based on method of moments	130

Ivadas

Problemos formulavimas

Skaitinių metodų taikymas analizuojant mikrobangų įtaisus leidžia tiksliai apskaičiuoti jų elektrinius parametrus ir charakteristikas, tačiau tuo pačiu reikalauja didelių skaičiavimo resursų ir skaičiavimai trunka ilgai. Spartus kompiuterių technologijų ir programinės įrangos tobulėjimas kartu su skaitinių metodų pritaikymu sudarė sąlygas sparčiam mikrobangų įtaisų modeliavimui kompiuteriais.

Šiuo metu siūloma nemažai universalios komercinės ir laisvai platinamos programinės įrangos mikrobangų įtaisams modeliuoti. Tačiau norint analizuoti ir projektuoti mikrobangų įtaisus tenka prisitaikyti prie siūlomos programinės įrangos galimybių ir veikimo spartos. Taip pat nėra siūloma programinė įranga leidžianti išnaudoti šiuolaikinę lygiagrečiąją skaičiavimo techniką.

Darbo aktualumas

XX a. viduryje mikrobangų įtaisai buvo projektuojami taikant eksperimentinius ir analitinius metodus. Mikrobangų įtaisų analizė skaitiniais metodais yra tikslesnė ir turi mažiau apribojimų nei analitinė, tačiau analizuojant realius įtaisus skaičiavimai gali trukti 17 valandų net naudojant pajėgias darbo stotis.

Spartėjant ir tobulėjant kompiuterinei technikai, atsiranda vis didesnių galimybių taikyti skaitinius metodus elektrodinamikos uždaviniams spręsti ir kurti sudėtingesnius mikrobangų įtaisų modelius. Tačiau ir šiuolaikiniai kompiuteriai leidžia pasiekti užsibrėžtų tikslų. Šiuo atveju galima pasinaudoti kompiuterių telkiniais arba šiuo metu kuriamomis ir gaminamomis specialiomis kompiuterių komponentėmis, kurios leidžia paskirstyti sprendžiamą uždavinį.

Uždavinio paskirstymas pradėtas taikyti praktiškai nuo pirmųjų kompiuterių atsiradimo, tačiau tai buvo specialios darbo stotys ir jų naudojimas bei galimybės buvo ribotos. Maždaug nuo XX a. dešimto dešimtmečio vidurio pasirodė technologijos leidžiančios paskirstyti uždavinius tarp asmeninių kompiuterių, taip suteikiant galimybę visiems norintiems pasinaudoti paskirstytųjų skaičiavimų galimybėmis. Šiuo metu tai tapo ypač populiariu, nes prieš kelis metus pradėti gaminti bendrosios paskirties centriniai procesoriniai įrenginiai, grafiniai procesoriai ir specialiosios paskirties mikroprocesoriai, kuriuose yra daugiau nei vienas skaičiavimams skirtas įrenginys.

Skaičiavimo technikos pajėgumai ir galimybės nuolat didėja, tačiau mikrobangų įtaisų analizės ir sintezės metodikos ir algoritmai per pastarąjį dvidešimtmetį praktiškai nepakito. Tačiau, siekiant įgyvendinti naujus mikrobangų įtaisų modelius automatizuoto projektavimo sistemose būtina išspręsti esminę problemą – *elektrodinaminių lėtinimo įtaisų analizę ir sintezę taikant lygiagrečiąsias kompiuterines sistemas*.

Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas – daugialaidės mikrojuostelinės linijos (DML) ir meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos (MMVL).

Darbo tikslas

Šio darbo tikslas ištirti galimybę, naudojant lygiagrečiąsias kompiuterines sistemas meandrinę mikrojuostelinę lėtinimo sistemų projektavimui, sukuriant ir ištiriant daugialaidžių mikrojuostelinių struktūrų lygiagrečiosios analizės ir sintezės metodikas.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti darbe reikia spręsti šiuos uždavinius:

1. Pasiūlyti DML modelius tinkamus baigtinio dydžio MMVL analizuoti.
2. Sukurti ir ištirti lygiagrečiąją DML analizės metodiką.
3. Sukurti ir ištirti MMVL dispersinės charakteristikos lygiagrečiąją apskaičiavimo metodiką.

4. Sukurti ir ištirti MMVL lygiagrečiąją sintezės metodiką.

Tyrimų metodika

Darbe taikomi: baigtinių skirtumų analizės skaitinis metodas, dispersinės lygties sprendinio paieškos skaitiniai metodai bei mažiausių kvadratų tiesinių lygčių sprendimo metodas.

Darbo mokslinis naujumas

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

1. Pasiūlyti ir įgyvendinti nauji DML modeliai, tinkami baigtinio dydžio MMVL analizei.
2. Sukurta ir ištirta lygiagrečioji DML analizės metodika.
3. Sukurta ir ištirta MMVL dispersinės charakteristikos lygiagrečioji apskaičiavimo metodika.
4. Sukurta ir ištirta MMVL lygiagrečioji sintezės metodika.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Tyrimų rezultatai gali būti naudojami analizuoti ir kurti įvairius mikrobangų įtaisus, kurių analizė pagrįsta daugialaidėmis mikrojuostelinėmis linijomis, o taip pat yra sukurtos metodikos, leidžiančios išnaudoti lygiagrečiųjų kompiuterinių sistemų pajėgumus, paspartinant DML ir MMVL analizės ir sintezės procesus.

Ginamieji teiginiai

1. Sudarytieji skaitiniai DML ir MMVL modeliai leidžia tiksliau apskaičiuoti jų elektrines charakteristikas nei modeliai grįsti empirinėmis išraiškomis ir konforminių keitimų metodu.
2. Pasiūlyti baigtinio dydžio DML matematiniai modeliai atskleidžia elektrinių parametrų nereguliarumą skersiniame DML pjūvyje.
3. DML veikiančios normaliųjų bangų režimu, vidinių mikrojuostelių elektromagnetinio lauko pasiskirstymas gali skirtis nuo vienalytės mažiau nei 0,1 %.

4. Sudarytos ir įgyvendintos lygiagrečiosios DML ir MMVL analizės metodikos leidžia iki 4 kartų paspartinti skaičiavimo procesą.
5. Lygiagretieji algoritmai, grįsti skiltinio artėjimo metodu, leidžia iki 8 kartų sparčiau atlikti MMVL sintezę lyginant su Monte Karlo metodu grįstais algoritmais.

Darbo rezultatų aprobavimas

Disertacijos tema paskelbti 5 straipsniai, iš kurių 3 straipsniai paskelbti recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo paskelbti 9 mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje:

- R. Pomarnacki, 2008. *Elektrodinamikos uždavinių sprendimo metodai*. Mokslas – Lietuvos ateitis. Vilnius.
- R. Pomarnacki, V. Urbanavičius. 2008. *Study of microstrip multiconductor line*. Electromagnetic disturbances EMD 2008. Vilnius.
- R. Pomarnacki. 2009. *Dispersinės lygties sprendimo galimybės*. Mokslas – Lietuvos ateitis. Vilnius.
- R. Pomarnacki, V. Urbanavičius. 2009. *Parallel system for the analysis of meander delay line*. IC-Speto 2009. Ustron, Lenkija.
- R. Pomarnacki, V. Urbanavičius, A. Gurskas. 2009. *Parallel calculation of the dispersion equation of meander delay line*. Elektronika 2009. Vilnius.
- R. Pomarnacki. 2010. *Mikrojuostelinės linijos charakteristikų skaičiavimas lygiagrečiuoju būdu*. Mokslas – Lietuvos ateitis. Vilnius.
- R. Pomarnacki, A. Krukonis, V. Urbanavičius. 2010. *Parallel algorithm for the quasi-TEM analysis of microstrip multiconductor line*. Elektronika 2010. Vilnius.
- R. Pomarnacki. 2011. *Vėlinimo linijų sintezė taikant Monte Karlo metodą*. Mokslas – Lietuvos ateitis. Vilnius. Respublikinė.
- R. Pomarnacki, V. Urbanavičius, A. Gurskas. 2011. *Parallel synthesis of the meander delay line*. Elektronika 2011. Vilnius.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, penki skyriai ir bendrosios išvados.

Darbo apimtis yra 149 teksto puslapiai, tekste panaudotos 69 numeruotos formulės, 44 paveikslai ir 16 lentelių. Rašant disertaciją buvo panaudota 155 literatūros šaltiniai.

Mikrojuostelinių lėtinimo įtaisų analizės ir sintezės metodų apžvalga

Šiame skyriuje apžvelgiamos lėtinimo įtaisų (LĮ) konstrukcijos, LĮ taikymo sritys, meandrinų LĮ analizės metodai, atskleidžiamos lygiagrečiai sprendžiamos elektromagnetizmo problemos, nagrinėjamos meandrinų LĮ automatizuoto projektavimo metodikos, suformuluojami disertacinio darbo tikslas ir uždaviniai.

1.1. Lėtinimo įtaisų modeliavimas ir tyrimas

Elektronikoje plačiai taikomi lėtinimo įtaisai, kurių paskirtis trumpam laikui įsiminti į juos pasiųstą elektrinį signalą. Lėtinimo įtaisai taikomi įvairiuose vėlinimo linijose, elektronų kreipimo sistemose, filtruose, šakotuvuose, elektrominiuose bėgančios bangos vamzdžiuose ir kitur.

Lėtinimo įtaisais vadiname įtaisą, kurį sudaro lėtinimo sistema, korpusas ir įvesties bei išvesties įvadai. *Lėtinimo įtaisais* galime vadinti paskirstytųjų parametrų įtaisą, skirtą signalo sklidimo sulėtinimui. Šiuo metu lėtinimo įtaisuose naudojamos plačiajuostės bedispersinės ir dispersinės, fiksuotos ir keičiamos vėlinimo trukmės lėtinimo sistemos.

Planariaisiais lėtinimo įtaisais vadiname plokščios konstrukcijos lėtinimo įtaisus. Jie gali būti gaminami pagal standartines daugiasluoksnių spausdintinių plokščių arba plėvelinių integrinių grandynų technologijas. Pastaruoju atveju gaunami ypač kompaktiški ir technologiški lėtinimo įtaisai. Planarinių spiralinių LĮ konstrukcija bei gamybos technologija yra pakankamai sudėtingos. Standartinėmis šiuolaikinėmis gamybos technologijomis galima pagaminti tik ištęsto stačiakampio skerspjūvio planarines spirales sistemas. Standartinė storasluoksne arba plonasluoksne integrinių grandynų technologija gaminami spiraliniai lėtinimo įtaisai nepasiteisino (Kirvaitis 1994; Вайнорис *et al.* 1986). Šiai technologijai gerai tinka įvairių konstrukcijų meandriniai, juosteliniai bei mikrojuosteliniai lėtinimo įtaisai, todėl paskutiniame dvidešimtmetyje netechnologiškus spiralinius lėtinimo įtaisus praktiškai visur, išskyrus kreipimo įtaisus, keičia meandrinės ir kitokios planarinės lėtinimo sistemos (Štaras *et al.* 2010; Preradovic *et al.* 2009; Kyulenstierna *et al.* 2005). Geriausiai integrinio grandyno pagrindo plotas panaudojamas mikrojuostelinuose, dviekraniuose ir daugiasluoksniuose meandrinuose LĮ (Moloratsky 2011; Terada *et al.* 2008).

Meandriniau vadinamas toks elektromagnetinių bangų perdavimui skirtas įtaisas, kuriame bent vienas laidininkas turi meandro formą (1.1 pav.). Meandrinis laidininkas paprastai yra plokščias. Šiuose įtaisuose gali būti vienas arba du ištisiniai ekranai. Erdvę tarp meandrinio laidininko ir ekranų užpildo vienalytis arba sluoksniuotas magnetodielektrikas. Bendras įvairių meandrinų lėtinimo įtaisų bruožas yra plokščia (planarinė) jų konstrukcija. Todėl jie priskiriami prie planarinių elektrodinaminių lėtinimo įtaisų. Meandrinų LĮ konstrukcija santykinai nesudėtinga, jie yra technologiški ir gali būti gaminami pagal standartinę plėvelinių integrinių grandynų technologiją. Mikrojuostelė suformuojama ant vienos dielektrinio pagrindo pusės standartine plėvelinių integrinių grandynų gamybos technologija, kita pagrindo pusė – ištisai metalizuojama, tokiu būdu pagamintas lėtinimo įtaisas vadinama *meandrine mikrojuosteline linija*.

Meandrinų lėtinimo įtaisų konstrukcijos gali būti labai įvairios (Kabiri *et al.* 2010; Steindl *et al.* 1998). Meandrinio laidininko matmenys išilgai viso lėtinimo įtaiso gali būti vienodi, arba turėti periodiškai pasikartojančius laidininko susiaurėjimus bei praplatėjimus.

Didžiausioji meandrinų LĮ modelių dalis sukurta daugialaidžių linijų metodu (Gonzalez *et al.* 2010; Greda, Pregla 2003; Hashish, Saker 2005). Matematiniai įtaisų modeliai reikalingi tam, kad įtaisų analizės procesą perkelti kompiuterių programoms tuo pačiu atsisakant rankinio skaičiavimo ir spartinant lėtinimo įtaisų projektavimo procesą.

Meandrinų LĮ gamybai geriausiai tinka standartinė plėvelinių integralinių schemų gamybos technologija, todėl dauguma sukurtų modelių skirta meandrinų mikrojuostelinių LĮ analizei (Urbanavičius *et al.* 2009).

Pirmoji meandrinė LĮ buvo aprašyta 1950 metais (Pierce 1950). Tai buvo zigzagų forma sulankstytos dvilaidės linijos. Vėliau sudėtingesnės konstrukcijos meandriniai LĮ buvo plačiai naudojami superaukšto dažnio stiprintuvuose (Rowe 1956). Pirmieji darbai apie meandrinį LĮ savybių analizę paskelbti tik XX a. septintajame dešimtmetyje (Силин *et al.* 1966; Тараненка *et al.* 1965).

Iki 1980 metų praktiškai nėra darbų, kuriuose būtų nagrinėjamas planariųjų meandrinį sistemų taikymas kuriant bedispersinius plačiajuosčius LĮ. Šio laikotarpio darbuose aprašomi dispersiniai meandriniai LĮ (Kowalski 1974), skirti ryšio kanalo grupinės vėlinimo trukmės dažninės charakteristikos korekcijai ir siaurajuosčiai meandriniai LĮ – fazės keitikliai, varžų transformatoriai ir antenų elementai.

XX a. devintajame dešimtmetyje sukuriama pirmieji meandriniai bedispersiniai fiksuotos, keičiamos ir programuojamos vėlinimo trukmės įtaisai (1.1 pav.) esant 20 ns vėlinimo trukmei, pasiektas 300 MHz pralaidumo juostos plotis, o esant 4 ns vėlinimo trukmei, gaunama 1 GHz pralaidumo juosta. Minėti LĮ skirti naudoti 50 Ω signaliniuose traktuose. Šiuose įtaisuose numatytas diskretus vėlinimo trukmės keitimas kas 0,1 ns (Гурькас 1991).

Pastaruoju metu meandriniai LĮ tampa plačiai naudojamu elementu rezonansinėse ir bėgančiosios bangos antenose (Marrocco 2003; Losito 2007), filtruose (Vincent *et al.* 2003) ir kituose įrenginiuose (Tharp *et al.* 2006; Chen *et al.* 2009). Sukurtos meandrinės vėlinimo sistemos, kurios taikomos optoelektronikoje (Wang *et al.* 2007). Meandrinį sistemų taikymas leidžia sukurti mažų gabaritų mikrobangų įtaisyse, todėl jos naudojamos ten, kur miniatiūrizacijos klausimai yra gyvybiškai svarbūs, pvz., (Chamarti, Varahmahan 2006) darbe pranešama apie meandrinį LĮ panaudojimą, gaminant RFID (angl. *radio frequency identification* – identifikavimas radijo bangomis) įrenginius.

1.1 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos konstrukcijos pavyzdys, čia: 1 – korpusas, 2 – mikrojuostelės, 3 – išvadai, 4 – dielektrinis pagrindas, 5 – meandrinė mikrojuostelinė linija

Fig. 1.1. An example of construction of the meander microstrip delay line, here: 1 – case, 2 – microstrips, 3 – ports, 4 – conducting shield, 5 – meander microstrip line

Panaudojant naujausias technologijas, galima viename mikroschemos korpuse kartu gaminti analogines mikrobangines ir skaitmenines schemas, todėl meandrinį LĮ taikymo sritys turėtų plėstis.

1965 metais elektrodinaminės vėlinimo, lėtinimo ir kreipimo įtaisai pradėti sistemingai tirti Lietuvoje, t. y. Kauno politechnikos instituto Vilniaus filiale (dabar Vilniaus Gedimino Technikos Universitetas) prof. Z. Vainorio suburtoje mokslininkų grupėje. Čia pradėtos analizuoti spiralinės sistemos. Taikant elektrodinaminį metodą buvo sudaryti apvalaus ir stačiakampio skerspjuvio spiralinių sistemų apibendrinti modeliai, išvestos dispersinės lygtys, gautos charakteringojo impedanso, ilginės talpos ir ilginio induktyvumo išraiškos. Tuo pačiu metu buvo išvestos spiralinių sistemų su juostine spirale ir elipsinių spiralinių sistemų dispersinės lygtys, ištirtos spiralinių sistemų su pasukta vija savybės, įvertinta ekranų ir daugiasluoksnio dielektriko įtaka. Taikant daugialaidžių linijų metodą, tirtos nesimetrinės ir simetrinės spiralinės ir meandrinės lėtinimo ir kreipimo sistemos. Spiralinės sistemos nagrinėtos ir kaip plačiajuostės vėlinimo linijos, ir kaip lėtinimo ir kreipimo sistemos bėgančiosios bangos elektroniniuose vamzdžiuose. Rezultatai publikuoti įvairiuose leidiniuose, detaliau aprašyti mokslininkų disertacijose ir apibendrinti mokslinėje monografijoje (Štaras *et al.* 2010). Prie elektrodinaminio lėtinimo sistemų tyrimo ir jų taikymo elektroniniuose prietaisuose problemos sprendimo daug prisidėjo profesoriai S. Štaras, R. Martavičius, R. Kirvaitis, J. Skudutis, docentai A. Gurskas, V. Urbanavičius, A. Jurjevas V. Daškevičius ir T. Burokas.

1.2. Elektrodinaminio lėtinimo įtaisų analizė

Elektrodinaminis LĮ gali būti apibūdinamas dažninėmis ir laiko charakteristikomis. Pagrindinės dažninės charakteristikos yra charakteringojo impedanso $Z_0(\omega)$ arba įėjimo impedanso $Z_{IN}(\omega)$ priklausomybė nuo dažnio ir kompleksinė dažninė charakteristika:

$$K(j\omega) = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = K(\omega) e^{j\phi(\omega)}, \quad (1.1)$$

čia U_{OUT} ir U_{IN} – įtampos kompleksinės amplitudės LĮ išėjime ir įėjime; $K(\omega)$ – dažninė amplitudės charakteristika (DACh); $\phi(\omega)$ – dažninė fazės charakteristika (DFCh); $\omega = 2\pi f$ – kampinis dažnis; f – ciklinis dažnis.

Kai lėtinimo sistemoje nėra netolygumų ir ji suderinta su apkrova,

$$K(\omega) = e^{-\alpha(\omega)t}, \quad \phi(\omega) = \beta(\omega)l, \quad (1.2)$$

čia $\alpha(\omega)$ ir $\beta(\omega)$ – dažninės slopinimo ir fazės koeficientų priklausomybės; l – lėtinimo įtaiso ilgis.

Realių LĮ signalų traktuose neišvengiama netolygumų, o jų charakteringieji impedansai ir apkrovos varžos dydžiai kinta, kintant dažniui. Todėl (1.2) išraiškos būna daug sudėtingesnės.

Laiko ašyje LĮ savybės aprašomos pereinamąja $h(t)$ arba impulsine $g(t)$ charakteristikomis, kurių ryšys su dažninėmis charakteristikomis yra toks:

$$h(t) = \frac{K(0)}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{K(\omega)}{\omega} \sin[\omega t + \phi(\omega)] d\omega, \quad (1.3)$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.4)$$

Pereinamoji ir impulsinė charakteristikos vaizdžiai parodo perduodamų per LĮ impulsų formos iškraipymus, tačiau nepaaiškina jų priežasties. Iškraipymų priežasties nustatymui, naudojamos dažninės lėtinimo įtaiso charakteristikos.

Analizuojant lėtinimo įtaisy, dažniausiai matuojamos ir skaičiuojamos ne DFCh, bet jos išvestinės charakteristikos – dažninės fazinės ar grupinės vėlinimo trukmės priklausomybės:

$$t_v(\omega) = \frac{\phi(\omega)}{\omega} = \frac{l}{v_f(\omega)}, \quad t_{gr}(\omega) = \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = \frac{l}{v_{gr}(\omega)}, \quad (1.5)$$

čia $v_f(\omega)$ ir $v_{gr}(\omega)$ – elektromagnetinės bangos sklaidimo išilgai LĮ fazinio ir grupinio greičių priklausomybės nuo dažnio.

Pagal vėlinimo trukmės dažninės fazinės priklausomybės pobūdį lėtinimo sistemos skirstomos į bedispersines ir dispersines. Plačiajuosčiuose LĮ naudojamos bedispersinės lėtinimo sistemos. Šiomis sistemomis perduodamų virpesių forma pakinta nedaug.

Ideali bedispersinė sistema turi pralaidumo juostoje pastovią vėlinimo trukmę, perdavimo koeficientą ir charakteringąjį impedansą, todėl neiškraipo perduodamo signalo formos, kai jo spektras neišeina už LĮ pralaidumo juostos ribų. Realųjų bedispersinių LĮ dažninės charakteristikos turi tenkinti standartinius reikalavimus: pralaidumo juostoje DACH turi išlikti 3 dB ribose, o DFCh nuokrypis nuo tiesinės, einančios per koordinatų pradžią charakteristikos turi nevyr-

šyti 0,35 radiano (Вайнорис *et al.* 1986). Bedispersinės LĮ fazinės vėlinimo trukmės dažninė priklausomybė $t_v(\omega)$ turi tenkinti tokią sąlygą:

$$\Delta t_v \leq \frac{0,35}{\omega}, \quad (1.6)$$

čia $\Delta t_v = t_v(\omega) - t_{vZD}$, t_{vZD} – fazinės vėlinimo trukmės vertė žemuosiuose dažniuose.

Bedispersiniai LĮ apibūdinami šiais pagrindiniais parametrais: pralaidumo juosta ΔF , vėlinimo trukmė, charakteringuoju impedansu ir perdavimo koeficientu. Kaip taisyklė šie parametrai matuojami arba skaičiuojami žemiausiuose dažniuose. Vietoje pralaidumo juostos pločio gali būti nurodoma pereinamosios charakteristikos užaugimo arba impulsinės charakteristikos trukmės.

Dispersinių LĮ DFCh keičiasi kintant dažniui, todėl tokiose įtaisuose fazinė vėlinimo trukmė nėra pastovi. Dispersiniai LĮ naudojami kai reikia pakeisti signalo formą pvz., moduluoto dažnio radijo impulsams suspausti. Dispersiniai LĮ koreguoja dažninius fazės iškraipymus televiziniuose ir ryšio kanaluose. Jie naudojami signalų spektrų analizatoriuose, elektriškai valdomose vėlinimo sistemose, formuojant didelės amplitudės trumpus impulsus (Kabiri *et al.* 2011; Nikfal *et al.* 2011).

Svarbus etapas projektuojant elektroninius įtaisus – jų sintezė. Pagal enciklopedinį apibūdinimą sintezė (graik. *synthesis*) – objekto elementų jungimas į visumą. Elektroninių įtaisų sintezė – elektronikos inžinerijos teorijos dalis, nagrinėjanti įtaisų, atitinkančių užsibrėžtus parametrus ir charakteristikas, projektavimo metodus.

Sintezės problemos ypač aktualios kuriant kompiuterizuotas sistemas mikrobangų įtaisams projektuoti. Pastaruoju dešimtmečiu daugelis tyrėjų visame pasaulyje sprendė šias problemas. Tarkime, (Rawat *et al.* 2009) darbe išvestos matematinės išraiškos, kurios apjungia projektuojamo įtaiso elektrines charakteristikas ir jo konstrukcinius parametrus. (Chiang *et al.* 2009) straipsnyje taikant komercinę programinę įrangą sudarytos nomogramos ir lentelės, siejančios įtaiso elektrines charakteristikas bei jo konstrukcinius parametrus. (Mikučionis, Urbanavičius 2010) darbe sukurta metodika sintezuoti keturių laidininkų daugialaidę mikrojuostelinę liniją (DML), veikiančią normaliųjų bangų režimu. (Lee *et al.* 2009) straipsnyje išvestos matematinės išraiškos ir sudarytos nomogramos, leidžiančios nustatyti trijų laidininkų DML elektrines charakteristikas pagal ekvivalentinės schemos parametrus.

Analizei ir sintezei vykdyti būtina turėti projektuojamo įtaiso matematinį modelį. Todėl meandrinei lėtinimo sistemai tenka spręsti Maksvelo lygtis, įvertinant konkrečias ribines sąlygas. Net paprasčiausių sistemų atveju tikslus ma-

tematinis šių lygčių sprendimas neįmanomas, nes nėra tokios koordinatinių sistemų, kurioje atsiskirtų kintamieji Maksvelo lygtyse. Todėl naudojami apytikriai analitiniai ir skaitiniai metodai, kuriuose buvo galima tiksliau įvertinanti realius fizinius procesus nagrinėjamose sistemose.

Šiuo metu meandrinų sistemų analizėje dažniau taikomas daugialaidžių linijų metodas (Gao *et al.* 2009). Daugialaidės mikrojuostelinės linijos plačiai taikomos įvairiuose elektroniniuose įtaisuose signalams perduoti (Shufeng *et al.* 2003), transformuoti (Gupta *et al.* 2009), elektromagnetinėms bangoms spinduliuoti (Sakakibara *et al.* 2007) ir pan. Jų pagrindu taip pat kuriami mikrobangų įtaisų su periodinėmis struktūromis fiziniai ir matematiniai modeliai, pvz., perdavimo linijų (Park *et al.* 2005; Grasso *et al.* 2005), filtrų ir kryptinių šakotuvų (Masot *et al.* 1994), bei kreipimo ir lėtinimo sistemų (Daškevičius *et al.* 2007).

Lėtinimo sistemos modeliuojamos daugialaide linija, kuriose lygiagrečios laidininkų atkarpos yra statmenos modeliuojamos sistemos ašiai, o skerspjūvio matmenys ir konstrukcija sutampa su nagrinėjama sistema. Daugialaidės linijos laidininkų galai sujungiami taip, kad būtų modeliuojama meandrinis lėtinimo įtaisas (Martavičius, Urbanavičius 1996). Daugialaidžių linijų metodas leidžia įvertinti laidininko konstrukciją ir matmenys (Martavičius, Urbanavičius 1996). Skaičiuojant nagrinėjamos sistemos lėtinimo koeficientą ir charakteringąjį impedansą, reikia rasti modeliujančios daugialaidės linijos ilginės talpas arba ilginis krūvis (Štaras *et al.* 1998).

1.3. Skaitiniai elektromagnetizmo analizės metodai

Anksčiau, kai kompiuterinės technikos ištekliai buvo riboti, modeliuojant ir analizuojant LĮ buvo plačiai taikomas konforminių pakeitimų metodas, kurio pagrindu galima išvesti inžineriniams skaičiavimams patogias formules linijų parametrams tiesiogiai skaičiuoti. Žinomi du konforminių pakeitimų būdai: Vilerio (H.A.Wheeler) ir Šnaiderio (M.V.Schneider). Vilerio konforminiuose pakeitimuose išvestos palyginus paprastos formulės (Wheeler 1964). Šnaiderio pakeitimai skaičiuojami per elipsinius integralus, todėl formulės daug sudėtingesnės (Schneider 1972).

Konforminių pakeitimų metodais išvestos formulės yra tinkamos tam tikriems nagrinėjamos sistemos geometrinių matmenų ruožams $0,2 \leq W/h \leq 2$; $0,05 \leq S/h \leq 2$, be to nuokrypis siekia 3 % (Gupta *et al.* 1981). Taikant skaitinius metodus galima gauti daug tikslesnius rezultatus, o taip pat analizuoti įvairių matmenų ir nestandartinės geometrijos sistemas.

XX a. devintajame dešimtmetyje, išaugus skaičiavimo technikos resursams, paprastos ir sudėtingos konstrukcijos elektrodinaminių sistemų analizei

vis dažniau pradėta taikyti skaitinius metodus (Gurskas 1995; Urbanavičius *et al.* 2009, Sadiku 2009). Literatūros šaltinių analitinė apžvalga rodo, kad įvairiems elektromagnetizmo uždaviniams spręsti dažniausiai taikomi skaitiniai baigtinių elementų (BE), baigtinių skirtumų (BS) ir integralinių lygčių metodai. Pažymėtina, kad skaičiavimai, naudojant skaitinius metodus gali trukti labai ilgai, pvz. (Ergul *et al.* 2011) darbe minima iki 17 valandų trukmės skaičiavimai esant vienam analizuojam dažnio taškui. Tačiau skaitinių metodų taikymas leidžia įvertinti daugiau faktorių nei analitiniais metodais grįsti modeliai, t. y. paviršinių ir kraštų efektus laidininkuose, nuostolius dielektrikuose ir elektrodų laikikliuose, o tai leidžia gauti pakankamai tikslius rezultatus. Tokių modelių analizei nereikalingos sudėtingos matematinės išraiškos, todėl LĮ analizei verta taikyti daugialaidžių linijų ir skaitinių metodų derinius, skaičiavimus vykdant lygiagrečiuoju būdu.

BS metodas pagrįstas analizuojamos srities padalinimu tinkleliu, sprendinius ieškant tinklelio mazguose. Taikant BS metodą, pavyksta rasti elektrinio lauko pasiskirstymą DML skerspjūvyje. (Štaras *et al.* 2010) monografijoje palyginti DML charakteringojo impedanso apskaičiavimo nuokrypiai taikant BS ir momentų metodus bei šių metodų efektyvumas analizuojant DML. Taikant BS metodą, sprendimo sėkmei didelę įtaką turi analizuojamos srities dydžio parinkimas. Pastaraisiais metais labai daug uždavinių, susijusių su elektromagnetinio lauko analize, yra sprendžiami baigtinių skirtumų laiko srityje (angl. *finite difference time domain – FDTD*) metodu.

Skaičiavimo BS metodu tikslumas priklauso nuo tinklelio mazgų skaičiaus analizuojamoje srityje – didinant mazgų skaičių mažėja potencialų apskaičiavimo paklaida. Tačiau didinant mazgų skaičių, gaunami didesni duomenų masyvai, ilgėja skaičiavimo trukmė, nes didėja iteracijų, garantuojančių pageidaujamą skaičiavimo tikslumą, skaičius (iteracijų skaičius proporcingas tinklelio mazgų skaičiaus kvadratui). Praktikoje skaičiavimo BS metodo tikslumą riboja skaičiavimo įrangos resursai ir tai, kad modelis gali nepilnai atitikti realią nagrinėjamą sistemą.

Siekiant nustatyti konforminių pakeitimų metodo taikymo galimybes mikrojuosteliniams LĮ modeliuoti, buvo atlikta susietųjų mikrojuostelinių linijų (1.2 pav.) analizė. Analizuojant linijas buvo priimta, kad jos bus žadinamos lyginiu ir nelyginiu būdu ir bus keičiami jų konstrukciniai parametrai – mikrojuostelių plotis W , tarpas tarp mikrojuostelių S , dielektriko pagrindo plotis h ir skvarba ϵ_r . Konforminių pakeitimų metodu grįsti skaičiavimai atlikti pagal (Gupta *et al.* 1981) metodiką, BS metodu grįstiems skaičiavimams pritaikyta autoriaus sukurta programinė įranga. Pažymėtina, kad BS metodu apskaičiuotos vertės buvo kontroliuojamos jas lyginant su momentų metodu gautomis vertėmis. Mikrojuostelinių susietųjų linijų analizės, atliktos konforminių pakeitimų ir BS metodais, rezultatai pateikti 1.3 ir 1.4 pav.

1.2 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų konstrukcija:

1 – ekranas; 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – mikrojuostelės

Fig. 1.2. Construction of the coupled microstrip line:

1 – conducting shield; 2 – dielectric substrate; 3 – microstrips

1.3 ir 1.4 pav. matyti, kad didinant mikrojuostelių plotį ir pagrindo dielektrinę skvarbą, charakteringasis impedansas mažėja, o santykinė efektyvioji dielektrinė skvarba didėja, esant lyginiam, ir nelyginiam mikrojuostelių sužadiniui. Didinant tarpą tarp mikrojuostelių esant lyginiam sužadiniui charakteringasis impedansas mažėja (1.3 pav., a ir b), o nelyginiam sužadiniui turi didėti dėl mažėjusios abipusės ilginės talpos tarp mikrojuostelių. Tačiau, 1.3 pav., c ir d matyti, kad esant nelyginiam mikrojuostelių sužadiniui didėjant S/h , didėja tik impedansas, apskaičiuotas taikant BS metodą. Kai mikrojuostelės nėra plačios ($W/h = 0,5$), tarpą tarp jų didinant daugiau nei $S/h \geq 2$, charakteringasis impedansas apskaičiuotas, taikant konforminių pakeitimų metodą mažėja (1.3 pav., c ir d) – tai prieštarauja fiziniams procesams susietose mikrojuostelėse.

Santytinės efektyviosios dielektrinės skvarbos pokyčiai, kintant konstrukciniams susietųjų mikrojuostelinių linijų parametrams (1.4 pav.), sudėtingesni nei atitinkami charakteringojo impedanso pokyčiai (1.3 pav.). Skirtumai tarp verčių gautų, taikant konforminių pakeitimų ir BS metodus, neviršija 3 % tik esant pakankamai plačioms mikrojuostelėms ($W/h \geq 0,5$) ir kai tarpas tarp jų nėra labai didelis ($S/h \leq 2$). Pažymėtina, kad skirtumas tarp nelyginiu būdu sužadintų plonų ($W/h = 0,1$) susietųjų mikrojuostelių santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos verčių, gautų konforminių pakeitimų ir BS metodais viršija 35 %. Taigi, nepaisant konforminių pakeitimų metodu grįstų mikrojuostelinių linijų matematinių modelių efektyvumo, jų taikymas yra ribotas.

1.3 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų charakteringojo impedanso priklausomybės nuo linijos konstrukcinių parametrų (mikrojuostelių pločio – W , tarpo tarp mikrojuostelių – S ir dielektrinio pagrindo storio – h) esant lyginiam (a ir b) ir nelyginiam (c ir d) sužaditimui. Čia apskritimais paženklintos kreivės, gautos taikant BS metodą, kvadratais – kreivės, gautos taikant konforminių pakeitimų metodą; pagrindo santykinė dielektrinė skvarba $\epsilon_r = 4,7$ a ir b grafikuose, $\epsilon_r = 16,0$ c ir d grafikuose

Fig. 1.3. Characteristic impedance of the microstrip coupled line versus line construction parameters (microstrip width – W , space between microstrips – S and dielectric substrate thick – h) here circular marked finite difference method and rectangular marked – conformal transformation method, also a and b graphs represent even mode when $\epsilon_r = 4.7$ and $\epsilon_r = 16.0$ correspondantly, and c and d graphs represents odd mode when $\epsilon_r = 4.7$ and $\epsilon_r = 16.0$ correspondantly

1.4 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos priklausomybės nuo linijos konstrukcinių parametrų (mikrojuostelių pločio – W , tarpo tarp mikrojuostelių – S ir dielektrinio pagrindo storio – h) esant lyginiam (a ir b) ir nelyginiam (c ir d) sužadnimui. Čia apskritimais paženklintos kreivės, gautos taikant BS metodą, kvadratais – kreivės, gautos taikant konforminių pakeitimų metodą; pagrindo santykinė dielektrinė skvarba $\epsilon_r = 4,7$ a ir b grafikuose, $\epsilon_r = 16,0$ c ir d grafikuose

Fig. 1.4. Effective dielectric permittivity of the microstrip coupled line versus line construction parameters (microstrip width – W , space between microstrips – S and dielectric substrate thick – h) here circular marked finite difference method and rectangular marked – conformal transformation method, also a and b graphs represent normal mode when $\epsilon_r = 4.7$ and $\epsilon_r = 16.0$ correspondantly, and c and d graphs represents odd mode when $\epsilon_r = 4.7$ and $\epsilon_r = 16.0$ correspondantly

Baigtinių elementų metodas pagrįstas analizuojamos srities sudalijimu elementais, kuriuose lauką apibūdinančio diferencialinio dydžio kitimo dėsnis keičiamas dažniausiai nesudėtinga interpoliacine funkcija (Sadiku 2009). Taikant baigtinių elementų metodą, labai svarbi analizuojamos srities sudalijimo elementais procedūra. Ją automatizuoti sunku, todėl uždavinio sprendimo sėkmę lemia

skaičiuotojo patirtis ir inžinerinė intuicija. Taikant kvazi-TEM artinį, baigtinių elementų metodu analizuojamos įvairių konstrukcijų elektrodinaminės sistemos (Davidovitz 2002; Xiao 2010). Teigiama (Sadiku 2009), kad baigtinių elementų metodas yra universalesnis, lyginant su BS metodu, tačiau reikalauja didesnių kompiuterinių resursų, be to, reikia daugiau darbo ruošiant pradinis duomenis ir programas.

Kitas skaitinis metodas taikomas elektrodinaminėms sistemoms analizuoti, – tai integralinių lygčių metodas (Sadiku 2009). Pagal šį metodą sprendiniai pateikiami integralinėmis lygtimis, kuriose nežinomieji įeina į pointegralines išraiškas. Nežinomiems srovių tankiams nustatyti integralinės lygtys dažnai sprendžiamos momentų metodu (integralinių lygčių metodas dar vadinamas momentų metodu) (Sadiku 2009). Šiuo metodu elektrodinaminės LĮ nagrinėja (Gurskas *et al.* 2010; Urbanavičius *et al.* 2009) publikacijų autoriai.

Taikant skaitinius metodus, galima sukurti universalias, daugeliui lėtinimo sistemų konstrukcijų tinkančias analizės metodikas ir pasiekti aukštą skaičiavimo tikslumą. Skaitiniai metodai padeda ištirti sudėtingos konfigūracijos ar skerspįūvio sistemas, kur analitinius metodus taikyti komplikuoja. Tačiau modeliuojant elektrodinaminis įtaisy skaitiniais metodais analizė gali trukti labai ilgai – nuo dešimčių minučių iki dešimčių valandų (Ergul *et al.* 2011; Gurskas 1995; Martavičius *et al.* 2001).

Programiniuose paketuose, kurie skirti elektrinių ir magnetinių laukų analizei, vienas pirmųjų metodų 1970 m. buvo pradėtas naudoti momentų metodas (Ishii, Baba 2000). Kadangi jo įgyvendinimas reikalauja mažai kompiuterių resursų ir buvo paprasčiausiai įgyvendinamas tų metų skaičiavimo technika. (Skudutis *et al.* 2006) darbe taikomas CST Microwave Studio[®] programų paketas. Šis programų paketas turi naudotojo sąsają, galingus geometrinių modelių brėžimo įrankius ir našų skaičiavimo branduolį, kuris leidžia gerokai sutrumpinti mikrobangų įtaisų projektavimo trukmę. Čia taikomas baigtinių integralų metodas, kuris, įvertindamas energijos tvermės dėsnį, iš pradžių aprašo Maksvelo erdvinio tinklelio lygtis, o po to formuoja specifines diferencialines lygtis (banguinę arba Puasono). Metodas gali būti įgyvendintas dažnių arba laiko srityse. Įtaiso skaidymo tinkleliui apribojimų nėra: greta įprasto stačiakampio tinklelio Dekarto koordinatų sistemoje palaikomi ir netačiakampiai tinkleliai, pvz., tetraedrinis. CST Microwave Studio[®] (CST 2011) pakete, bet kokios formos tūrinių struktūrų modeliavimui pagerinti, yra sukurtas originalus aproksimacijos būdas idealioms ribinėms sąlygoms (angl. *perfect boundary approximation*). Šis būdas leidžia modeliuoti bet kokios formos kreivinius paviršius. Išvengti laiptuoto priartėjimo paklaidos, nereikalaudamas smulkiausio skaidymo tinklelio. Šis būdas taip pat leidžia įvertinti metalinių sluoksnių arba mikrojuostelinių linių storį papildomai nesuskaidytoje tinklelio skiltyje. Šio būdo galimybes išplėte plonų sienelių metodas (angl. *thin sheet technique*), leidžiantis optimaliai pateik-

ti dvi kubinės tinklelio ląstelės dalis, atskirtas plona metaline siennele. Taigi, esant bet kokios formos elementams, galima gauti ypatingus sluoksnius su susmulkintu skaidymo tinkleliu.

Taip pat yra komercinė programinė įranga labiau specializuota mikrojuostelinių įtaisų projektavimui tame tarpe ir meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų – Sonnet[®] (Sonnet 2011). Ši programinė įranga grįsta hibridiniu momentų metodu kartu su greitąja Furjė transformacija. Ji leidžia valdyti analizuojamos srities tinklelio dydį, braižyti trimatį įtaiso modelį, įvertinti medžiagų storį ir kt. Kadangi šio programinio paketo bandomoji versija yra laisvai platinama, ji bus naudojama šiame darbe kaip alternatyva atliekant tyrimus ir lyginant apskaičiuotus rezultatus.

Bendruoju atveju, daugelis elektromagnetiniam modeliavimui skirtų programinių paketų yra mokami komerciniai programiniai paketai, t. y. *Ansys* (Ansys 2011), *Argus* (LAACG 2011), *CST Microwave Studio*, *HFSS* (HFSS 2011), *IE3D* (Mentor Graphics 2011), *MAFIA* (Mafia 2011), *Microwave Office* (AWR 2011), *Semcad* (Semcad 2011), ir kiti. Kai kurie programiniai paketai yra nemokami, tačiau jų galimybės žymiai mažesnės nei komercinių. Paminėtini tokie nemokami programiniai paketai: *Femlab* (FEMLAB 2011), *emGine* (emGine 2011), *Michelle* (SAIC 2011).

1.4. Naujos lygiagrečiųjų skaičiavimų kryptys

Visai neseniai, superkompiuteriai buvo masyvos lygiagrečiosios skaičiavimo mašinos, užimančios didelius patalpų plotus (Robat 2007). Jie sudaryti iš atskirų skaičiavimo komponentų – *mazgų* susidedančių iš procesoriaus, pagrindinės atminties ir ryšio posistemio. Kiekvienas procesorius disponuoja nuosava atmintimi, o ryšys tarp mazgų realizuojamas taikant pranešimų siuntimo technologiją (angl. *message passing interface* – *MPI*). Ryšys yra būtinas pranešimams tarp mazgų siųsti todėl jungiamasis tinklas yra lemiamas faktorius lygiagrečiųjų skaičiavimo spartai užtikrinti. Be to atsiranda sinchronizacijos problemos tarp procesorinių mazgų. Esant tokioms problemoms nėra dar sukurta efektyvių priemonių automatiškai vykdyti lygiagretųjų pradinį kodą. CRAY T3E kompiuteris – tai vienas iš tokių įrenginių, kurio architektūra yra *vieno instrukcijų srauto ir daugelio duomenų srautų* (Vollaire et. al. 1998).

Minėta kompiuterių architektūrų klasifikacija, sukurta Flino (Flynn 1972) yra pripažinta ir dabar naudojama (Stallings 2009). Flinas pasiūlė tokias kompiuterių kategorijas:

- **Vieno instrukcijų srauto ir vieno duomenų srauto architektūra** (angl. *single instruction single data* – *SISD*). Vienas procesorius vykdo vieną

instrukcijų srautą; operacijos atliekamos su vieningoje atmintyje esančiais duomenimis. Tai įprastas nuoseklusis duomenų apdorojimas.

- **Vieno instrukcijų srauto ir daugelio duomenų srautų architektūra** (angl. *single instruction multiple data – SIMD*). Kiekviena instrukcija vykdoma su daugeliu apdorojamų duomenų vienu metu. Kiekvienas apdorojamas elementas saugomas tam tikroje atminties ląstelėje, todėl, viena instrukcija vykdoma daugelio procesorių su visais duomenų masyvo elementais. Šią kategoriją atitinka vektoriniai ir matriciniai procesoriai.
- **Daugelio instrukcijų srauto ir vieno duomenų srauto architektūra** (angl. *multiple instruction single data – MISD*). Apdorojamų duomenų seka siunčiama procesorių visumai, kurių kiekvienas vykdo tam tikrą instrukcijų srautą. Tokios architektūros procesoriai taikomi klaidų paieškai atliekant operacijas.
- **Daugelio instrukcijų srautų ir daugelio duomenų srautų architektūra** (angl. *multiple instructions multiple data – MIMD*). Keli procesoriai vienu metu vykdo skirtingus instrukcijų srautus su skirtingais duomenų masyvais. Tai yra lygiagrečiosios kompiuterizuotos sistemos pavyzdys. Procesoriai pagal *MIMD* schemą turi būti bendrosios paskirties, kad galėtų vykdyti visas, duomenų apdorojimui būtinas, instrukcijas.

Lygiagrečiąsias kompiuterizuotas sistemas, atitinkančias *MIMD* schemą, galima klasifikuoti atsižvelgus į procesorių keitimosi duomenimis būdus (Solihin 2008). Procesoriui disponuojant nuosava atmintimi – kiekvienas apdorojimo mazgas yra atskiras kompiuteris. Šiuo atveju kompiuteriai keičiasi informacija, naudodami juos jungiančius specialius kanalus arba ryšio tinklus. Tokia lygiagrečiųjų kompiuterių sandara (1.5 pav.) vadinama *kompiuterių telkiniais* (angl. *clusters*). Jeigu procesoriai kolektyviai naudoja bendrą atmintį, jiems yra prieinamos ir programos, ir duomenys. Tokiu būdu procesoriai gali keistis informacija naudodami šią atmintį. Tokios lygiagrečios sistemos vadinamos *daugelio procesorių sistemos su kolektyviai naudojama atmintimi* (angl. *shared memory multiprocessor*).

XX a. devintajame dešimtmetyje atsirado naujos architektūros superkompiuteriai. Jie sudaryti iš vadinamųjų *hiper mazgų* (angl. *hyper nodes*). Kiekviename tokiaame mazge buvo įdiegtas nedidelis kiekis (2–4) vektorinių arba skaliariųjų procesorių su kolektyviai panaudojama atmintimi. Hiper mazgai buvo sujungti tarpusavyje labai didelės spartos ryšio tinklu. Duomenų apsikeitimas vykdomas besikreipiant į to paties adreso atminties ląstelę. Naudojant tokią architektūrą galima nesunkiai įgyvendinti daugelio programų darbo režimą. Jeigu pradinis kodas vykdomas daugiau nei viename hiper mazge, tuomet ryšys tarp jų įgyvendinamas taikant pranešimų siuntimo bibliotekas. Tokio įrenginio pavyzdys gali būti NEC SX-5 kompiuteris (Vollaire *et. al.* 1998). Jis sudarytas iš 4 hiper maz-

gų, kur kiekvienas iš jų turi 16 vektorinių procesorių su 128 GB kolektyvinės atminties. Superkompiuteriai pastoviai tobulinami ir kuriami nauji, todėl jie yra nuolat testuojami ir patys sparčiausi kompiuteriai patenka į *Top 500* sąrašą (Top 500 2011).

Tokios architektūros superkompiuteriai yra pernelyg brangūs elektrodinaminių įtaisų projektavimui, todėl skaičiavimų didelei spartai pasiekti yra taikomi kompiuterių telkiniai. Telkinyje tik viename kompiuteryje – valdančiąjame (angl. *master*) gali būti prijungti monitorius, klaviatūra, kietasis diskas ir kita periferinė įranga, tuo tarpu kiti – pavaldieji (angl. *slaves*) kompiuteriai gali būti be būtinės periferinės įrangos. Kompiuterių telkiniuose dažniausiai naudojami du kompiuterių ryšio tinklai. Vienas ryšio tinklas yra skirtas administravimui (palyginus mažos spartos), o antras – duomenų ir pranešimų tarp kompiuterių siuntimui (didelės spartos). Įkrovos metu kiekvienas pavaldusis kompiuteris reikalauja iš valdančiojo savo IP adreso ir įkrauna operacinę sistemą į operatyviąją atmintį (Betti *et al.* 2009). Ryšys tarp mikroprocesorinių mazgų įgyvendinamas taikant pranešimų siuntimo sąsają (PSS). Šiam kompiuterių telkiniui yra taikomas vieno proceso daugelio duomenų (angl. *single processor multiple data* – *SPMD*) lygiagrečiojo programavimo būdas. Pateiktas kompiuterių telkinio modelis yra sudarytasiš asmeninių kompiuterių, kurie yra palyginus nebrangūs ir kuriuose taikytina nemokama programinė įranga.

1.5 pav. Lygiagrečiųjų kompiuterių sistemų klasifikacija
Fig 1.5. Classification of parallel processors architectures

1.6 pav. Valdantysis-pavaldusis užduočių paskirstymo schema

Fig. 1.6. Master-slave task distribution scheme

Yra nemažai schemų sukurtų kompiuterių telkiniams ir lygiagrečiams skaičiavimams realizuoti, bet žinomiausia yra vadinamoji „valdantysis – pavaldusis“ schema (Almeida *et al.* 2004), kuri pateikta 1.6. pav. Kuriant lygiagretųjį programos algoritmą ir naudojant šią schemą programoje, nurodoma ką atliks valdantysis kompiuteris ir ką atliks pavaldusis kompiuteris. Dažniausiai valdantysis kompiuteris vykdo bendrus skaičiavimus ir padalina pradinius duomenis kiekvienam pavaldžiajam, bei surenka galutinius rezultatus ir išveda juos naudotojui. Visus lygiagrečiuosius skaičiavimus atlieka pavaldieji kompiuteriai.

Be superkompiuterių ir kompiuterių telkinių, šiuo metu yra galimybė vykdyti lygiagrečiąsias programas ir viename asmeniniame kompiuteryje. Tai įmanoma atlikti kompiuteryje su daugelio branduolių mikroprocesoriumi, bendrosios paskirties grafikos apdorojimo įtaisu ir kitais specialiosios paskirties įrenginiais pvz., laukų programuojamos loginės matricos (angl. *field programmable gate array – FPGA*).

Šiuo metu gaminamuose centriniuose procesorių įrenginiuose yra nuo 2 iki 16 branduolių, pvz., *Sun SME1832* (Oracle 2011), be to jie yra superskaliarios sandaros, t. y., kiekvienas branduolys gali atlikti dvi ir daugiau instrukcijas vienu metu (*Sun SME1832* atlieka 8 instrukcijas vienu metu). Įprastuose kompiuteriuose naudojami Intel® arba AMD® firmų mikroprocesoriai, kurių instrukcijų rinkiniai praktiškai identiški, todėl leidžia naudotis panašiomis priemonėmis, kuriant lygiagrečiąsias programas. Yra dvi nemokamos programavimo bibliotekos C ir C++ programavimo kalboms – *PThreads* ir *OpenMP*, kuriuose yra funkcijos, leidžiančios kreiptis į bendrai naudojamas mikroprocesoriaus branduolių spartinčiąsias atmintis ir pateikti duomenis, instrukcijas kiekvienam branduoliui atskirai. Nepaisant to, kad daugelio branduolių mikroprocesorius pradėta diegti kompiuteriuose palyginus neseniai (Celeron 2011) elektromagne-

tinių laukų skaičiavimams jie jau yra taikomi. Be to pastebėta, kad kelių branduolių procesoriai taikomi ir kompiuterių telkiniuose (Seshima *et al.* 2006; Buchau *et al.* 2008; Sarkar *et al.* 2010).

Bendrosios paskirties grafikos apdorojimo įtaisai skirti vaizdo informacijos apdorojimui ir išvedimui į monitorių, tačiau juos taip pat pradėjo taikyti lygiagrečiuose skaičiavimuose (Nvidia 2011, AMD 2011). Pagrindiniai šių įtaisų gamintojai yra Nvidia® ir AMD®. Šiuolaikiniai grafikos procesoriai gali turėti daugiau negu 128 branduolius, be to viename kompiuteryje galima jungti kelias grafikos plokštes ir tokiu būdu dar labiau padidinti bendrą branduolių skaičių, taikytinų lygiagrečiuose skaičiavimuose. Didžiausias grafikos apdorojimo įtaisų privalumas – realiųjų skaičių apdorojimo aparatinėmis priemonėmis galimybė. Todėl jų sparta, sprendžiant užduotį suformuluota naudojant realius skaičius, yra žymiai didesnė nei bendrosios paskirties mikroprocesorių. Išvardintos lygiagrečiojo skaičiavimo priemonės gali būti panaudotos kompleksiskai t. y. kompiuteriuose įdiegti daugelio branduolių bendrosios paskirties grafikos įtaisai, daugelio branduolių mikroprocesoriai ir šie kompiuteriai sujungti tinklu į didelio pajėgumo kompiuterių telkinį (Hartley *et al.* 2008).

Tarp specialiosios paskirties įtaisų, taikytinų lygiagrečiuose skaičiavimuose galima paminėti lauku programuojamas logines matricas (Chen, Dinavahi 2009). Tai loginių blokų, kurie gali būti programiškai sujungti tarpusavyje visuma. Naujausiuose laukų programuojamose loginėse matricose loginių blokų gali būti iki 760000 (Xilinx 2011), kaip Xilinx Virtex-6 modelyje. Sujungiant atskirus blokus, galima realizuoti norimas duomenų apdorojimo funkcijas. Blokus galima sujungti taip, kad apdorojimo funkcijos būtų vykdomos lygiagrečiai. Šiems įtaisams programuoti dažniausiai naudojama VHDL programavimo technologija. Pagrindinis programuojamų matricų trūkumas yra didelė, net 20 000 Lt siekianti kaina (Lemona 2011), todėl jos nėra plačiai naudojamos.

1.5. Lygiagrečiųjų sistemų taikymas elektromagnetizmo uždaviniams spręsti

Tiriant elektrodinامينius LĮ skaitiniais metodais tenka skaičiuoti elektrinio lauko potencialų arba krūvių pasiskirstymą analizuojamoje srityje. LĮ ieškomų elektrinių parametrų paklaida atitiks leistinus nuokrypius tik tuomet, kai analizuojamoje LĮ srityje gretimų apskaičiuojamų potencialų arba dalinių krūvių skirtumas bus keliomis eilėmis mažesnis negu leistini ieškomų parametrų nuokrypiai. Tai pasiekama padalinus analizuojamą sritį mažo žingsnio tinkleliu ir potencialus arba krūvius apskaičiuojant tinklelio mazguose. Tankus analizuojamos srities tinklelis sąlygoja didelį kiekį nežinomųjų ir atitinkamai poreikį dide-

lės apimties kompiuterinių išteklių (Esposito, Tarricone 2003; Jobava *et al.* 2004). Dideli kompiuterinių išteklių poreikiai tenkinami sudarant lygiagrečiąsias kompiuterines sistemas (Zhang *et al.* 2008; Oguni, Aasai 2008).

Svarbiausioji lygiagrečiosios sistemos dalis – lygiagretusis užduoties sprendimo algoritmas, kuris gali būti sukurtas dvejais būdais (Bal, Haines 1998):

1. *Sprendžiamos užduoties lygiagretinimas* t. y. užduoties sprendimo proceso padalinimas į savistovius etapus ir jų vykdymas atskiruose lygiagrečiosios sistemos kompiuteriuose.

2. *Apdorojamų duomenų lygiagretinimas* t. y. kai apdorojamas duomenų masyvas padalinamas tarp lygiagrečiosios sistemos kompiuterių ir kiekviename iš jų atliekamos analogiškos procedūros su tam tikram kompiuteriui skirtais masyvo elementais.

Vienas iš populiariausių skaitinių metodų, taikomų elektromagnetizmo uždaviniams spręsti, yra momentų metodas (Harrington 1990). Taikant šį metodą, arba jo modifikacijas sukurta daug programinės įrangos skirtos naudojimui, tame tarpe ir lygiagrečiose sistemose, pvz., Sonnet[®] (Sonnet 2011). Taikant momentų metodą (Jobava *et al.* 2004) darbe aprašytas būdas išspręsti lygčių sistemą:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{b}, \quad (1.7)$$

čia $\mathbf{A}$ – koeficientų matrica, $\mathbf{b}$ – žinomi potencialai ir $\mathbf{x}$ – sistemos sprendinys. Šiam tikslui įgyvendinti autoriai papildomai pasinaudojo jau sukurtomis lygiagrečių skaičiavimų bibliotekomis (Bogdanov 2003) ir atliko matricos $\mathbf{A}$ išskaidymą blokais tarp kompiuterių (1.7 pav.). (Zhang *et al.* 2010) darbe hibridinis momentų metodas taikomas antenų modeliavimui. Autoriai taip pat įgyvendina matricos išskaidymą tarp kompiuterių jų resursams panaudoti. Abejuose paminėtuose darbuose nėra konkretinamas modeliuojamas įtaisas, tačiau aptariami daugelio įtaisų modeliavimo momentu metodu principai.

1.7 pav. Matricos išskaidymas, čia k – skaidymo bloko dydis ir eilučių bei stulpelių paskirstymas (Jobava *et al.* 2004)

Fig. 1.7. Matrix decomposition in block-cyclic scheme, where k is the block size (Jobava *et al.* 2004)

Matricos apdorojimo trukmė tiesioginių skaičiavimų atveju

$$t = \frac{8}{3} \cdot \frac{n^3}{f}, \quad (1.8)$$

čia t – matricos apdorojimo trukmė sekundėmis, n – tiesinių lygčių sistemos nežinomųjų skaičius, f – centrinio procesorinio įrenginio taktinis dažnis, Hz.

(Chen *et al.* 2007) darbe pateikiamas lygiagrečiosios baigtinių skirtumų laiko srities algoritmas, kuriame išskaidžius nagrinėjamą sritį kiekvienam lygiagrečiosios sistemos kompiuteriui, apskaičiuoti kraštiniai srities rezultatai gaunami iš pavaldžiųjų kompiuterių tiesiogiai, nenaudojant valdančiojo kompiuterio. Pagal šį algoritmą skaičiavimai atliekami iteraciškai kiekvienam analizuojamos srities kubo elementui apskaičiuoti. Todėl po kiekvienos iteracijos elementų reikšmės reikia atnaujinti. Tai yra labai neefektyvu ir reikalauja didelių laiko sąnaudų keitimuisi duomenimis.

Iš iteracinių tiesinių lygčių sistemos sprendimo metodų paminėtini kvazi-minimaliosios liekanos (angl. *quasi-minimal residual*) metodas ir bi-jungtinio gradiento stabilizavimo (BiJGSTAB) metodas (angl. *BI-Conjugate gradient stabilized*), kurie palyginami (Iwashita *et. al.* 2000) straipsnyje dvimatės geometriškai simetrinių magnetinių ir elektrinių laukų skaičiavimams integruiniuose grandynuose su magnetinių plėvelių elementais. Abu sprendimo būdai taikomi sukurtos tiesinių lygčių sistemos paskirstymui tarp lygiagrečiosios sistemos skaičiavimo mazgų. Paskirstymo schema gaunama, taikant daugelio lygių paskirstymo algoritmą (angl. *family of multilevel partitioning algorithms* – METIS) (Karypis *et. al.* 1995). 1.2 lentelėje pateikti (Iwashita *et. al.* 2000) darbe bandytų tiesinių lygčių apskaičiavimo trukmės rezultatai, gauti skirtingais iteraciniais metodais.

1.2 lentelė. Matricos skaičiavimo trukmė su 48 procesoriais (Iwashita *et. al.* 2000). Skaičiuojama naudojant NEC Cenju-4 kompiuterį

Table 1.2. Matrice solving speed up with 48 processes (Iwashita *et al.* 2000). For calculations used NEC cenju-4 computer

Sprendimo metodas	Skaičiavimų trukmė, s
Sąlyginis BIJGSTAB	14,4
BIJGSTAB su plečiamąją įstrižaine	22,9
Plečiamoji įstrižainė	31,9

Tiesioginiai metodai leidžia rasti norimą sprendinį nevykdant iteracijų, o sudarant ir sprendžiant tiesinių lygčių sistemą. Iteraciniai metodai nėra tinkami kuriant lygiagrečiąsias sistemas pagal duomenų lygiagretinimo būdą, kadangi kiekvienoje iteracijoje būtina atnaujinti apskaičiuotus duomenys tarp atskirų skaičiavimo įrenginių. Užduoties lygiagretinimo atveju turi būti taikomi tiesioginių skaičiavimų metodai. Tarkime, žemesniosios ir aukštesniosios trikampės matricos išskaidymas (angl. *lower and upper matrix decomposition*) pagal užduoties lygiagretinimo būdą nagrinėjamas (Sheng *et. al.* 2001) straipsnyje. Šiuo atveju lygiagrečioji kompiuterinė sistema naudojama trimačių mikrojuostelinių linijų trūkiui analizuoti. Lygiagrečiojo algoritmo vykdymo trukmės grafikas pateiktas 1.8 pav.

Jeigu uždavinys suformuluotas dalinių išvestinių lygtimis – lygiagrečiajam skaičiavimo algoritmui sudaryti taikytinas analizuojamos srities padalinimo į dalines sritis principas (angl. *a decomposition of the spatial domain of the problem into subdomains*). Visi analizės metodai, grįsti padalinimu į dalines sritis, gali būti klasifikuojami kaip *padalinimas į iš dalies sutampančias sritis* arba *padalinimas į nesutampančias sritis*. Skaičiavimams atlikti šiuo atveju taikytini ir tiesioginiai, ir iteraciniai būdai. Siekiant užtikrinti lygiagrečiojo analizės algoritmo tinkamumą bet kokiam dalinių sričių skaičiui, privaloma yra sričių globalio sujungimo sąlyga (Adams 2008).

1.8 pav. Matricos skaidymas trimatės mikrojuostelinės linijos trūkių skaičiavimams (Sheng *et. al.* 2001)

Fig. 1.8. LU decomposition for 3D microstrip line break calculations (Sheng *et. al.* 2001)

Metodams, atitinkantiems iš dalies sutampančių sričių kategoriją, įgyvendinti gali būti vykdoma vadinamoji Shwartz iteracija (Navsariwala *et al.* 1997). Minėtame darbe teigiama, kad daugybės operacijų trukmė, atliekant Scwartz iteraciją, yra itin maža ir siekia vos 130 s esant 32 dalinėms sritims. Shwartz iteracijos šiuo atveju vykdomos, atliekant skaičiavimus pagal baigtinių elementų metodo modifikaciją – baigtinių elementų ardymo ir sujungimų metodą (angl. *finite element tearing and interconnect – FETI*).

Lygiagretiems algoritmams, grįstiems nesutampančių dalinių sričių būdais, sudaryti, naudojamas Schur metodas (Ergul *et al.* 2011), pagal kurį padalintos matricos srities kraštai, atitinkantys dviejų gretimų sričių sąsają yra papildomi naujomis apskaičiuotomis vertėmis iš prieš tai apskaičiuotos iteracijos. Sudaryta tiesinių lygčių sistema sprendžiama taikant *jungtinių gradientų metodą* arba *apibendrintą minimalių liekanų metodą* (angl. *generalized minimal residual method – GMRES*).

1.6. Apibendrinimas. Uždavinių formulavimas

Apžvelgus elektrodinaminių lėtinimo įtaisų (LĮ) analizės ir sintezės metodus galima teigti, kad:

1. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos (DML) ir meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos (MMVL) plačiai taikomos įvairios paskirties mikrobangų įtaisuose.
2. Elektrodinaminių LĮ tyrimas prasidėjo prieš 60 metų ir iki šiol vystosi kuriant naujus analizės ir sintezės būdus.
3. Taikant skaitinius elektromagnetizmo metodus, galima sumažinti LĮ analizės paklaidas ir kurti naujų konstrukcijų LĮ matematinius modelius.
4. Efektyvus skaitinių metodų taikymas reikalauja didelės apimties skaičiavimo išteklių, kuriuos realizuoti galima sudarant lygiagrečiasias kompiuterines sistemas.
5. Iki šiol, dėl komplikuoto analizės ir sintezės procesų paskirstymo tarp skaičiavimo mazgų, nėra sukurtų lygiagrečiųjų elektrodinaminių LĮ tyrimo metodikų.

Siekiant sumažinti elektrodinaminių LĮ projektavimo trukmę ir paklaidas, reikia išspręsti šiuos uždavinius:

1. Pasiūlyti DML modelius, grįstus skaitiniais elektromagnetizmo metodais, tinkamus baigtinio dydžio MMVL analizei.
2. Sukurti ir ištirti lygiagrečiasias DML analizės ir sintezės metodikas.
3. Sukurti ir ištirti lygiagrečiąją MMVL dispersinės charakteristikos apskaičiavimo metodiką.
4. Sukurti ir ištirti lygiagrečiąją MMVL sintezės metodiką.

Daugialaidžių mikrojuostelinių linijų modeliai

Šiame skyriuje siūlomi du daugialaidės mikrojuostelinės linijos (DML) modeliai nevienalytėje terpėje. Pirmas modelis, grįstas baigtinių skirtumų (BS) metodu, leidžia apskaičiuoti potencialų pasiskirstymą DML skerspjuvyje ir pagal tai nustatyti kiekvieno laidininko ilginį krūvį ir kitus DML elektrinius parametrus. Antras modelis, grįstas momentų metodu, suteikia galimybę pagal nurodytus laidininkų potencialus iškart apskaičiuoti ilginio krūvio pasiskirstymą DML skerspjuvyje išsprendus sudarytąją tiesinių lygčių sistemą.

Skyrių sudaro trys poskyriai ir išvados. Poskyryje 2.1 pristatyti du DML modeliai. 2.2 poskyryje tikrinamas modelių adekvatumas. Poskyriuose 2.3 ir 2.4 pateikiami atitinkamai modelių tyrimo rezultatai ir išvados.

Skyriaus tematika paskelbtas vienas autoriaus straipsnis (Urbanavičius, Pomarnacki 2008).

2.1. Daugialaidžių mikrojuostelinių linijų modeliai

Daugialaidės mikrojuostelinės linijos ir daugialaidės daugiasluoksnės juostelinės linijos yra plačiai taikomos daugelyje įvairių mikrobangų integri-

niuose įtaisuose kaip signalų perdavimo linijos, filtrai ir kryptiniai šakotuvai, kreipimo ir vėlinimo sistemos.

DML konstrukcijos brėžinys pateiktas 2.1 pav. Tokios linijos terpė skersiniame pjūvyje (2.1 pav. xOy plokštuma) yra nevienalytė – signaliniai laidininkai formuojami dielektrinio pagrindo paviršiuje, o virš jų yra oras.

Kuriant mikrobangų įtaisyms turi būti žinomi du pagrindiniai DML parametrai: mikrojuostelių charakteringieji impedansai ir bangos sklidimo greitis ties mikrojuostelėmis (Weiss, Bryant 1969). Bendroju atveju charakteringasis impedansas apibūdinamas kaip santykis plokščios elektromagnetinės bangos elektrinio ir magnetinio laukų stiprio amplitudžių

$$Z_0 = \frac{E}{H}, \quad (2.1)$$

turintis elektrinės varžos dimensiją. Mikrojuostelinių linijų atveju charakteringasis impedansas gali būti apibūdinamas kaip įtampos ir srovės amplitudžių mikrojuostelėje santykis

$$Z_0 = \frac{U}{I}. \quad (2.2)$$

Elektromagnetinės bangos sklidimo greitis neribotojo terpėje, apibūdinamoje dielektrine skvarba ε ir magnetine skvarba μ nustatomas pagal tokią formulę:

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}. \quad (2.3)$$

2.1 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukcija:

1 – ekranas; 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – mikrojuostelės

Fig. 2.1. Construction of the microstrip multiconductor line:

1 – conducting shield; 2 – dielectric substrate; 3 – microstrips

Bangos fazinis greitis mikrojuostelinėje linijoje yra mažesnis negu vakuume ir, kuomet linijos pagrindo santykinė magnetinė skvarba $\mu_r = 1$, nustatomas pagal tokią formulę:

$$v_f = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{ref}}}}, \quad (2.4)$$

čia $c_0 = 299792458$ m/s – elektromagnetinės bangos sklidimo vakuume fazinis greitis; ε_{ref} – mikrojuostelinės linijos santykinė efektinė dielektrinė skvarba, apibūdinanti terpės nevienalytiškumą sąsajoje pagrindas–oras. Kai modeliuojamos DML darbinis dažnis yra pakankamai žemas arba DML dielektrinio pagrindo storis yra mažesnis už siunčiamos bangos ilgį, DML charakteringasis impedansas ir bangos fazinis greitis gali būti gauti analizuojant DML kvazi TEM artiniu žinant jos mikrojuostelių ilgines talpas ir induktyvumus (Boutboul *et al.* 1998)

$$Z_{0i} = \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} = \frac{1}{c_0} \frac{1}{\sqrt{C_i C_i^{(a)}}}, \quad v_{fi} = c_0 \cdot \sqrt{\frac{C_i^{(a)}}{C_i}}, \quad (2.5)$$

čia Z_{0i} – i -osios mikrojuostelės charakteringasis impedansas; v_{fi} – elektromagnetinės bangos sklidimo greitis ties i -ąją mikrojuostele; L_i ir C_i – i -osios mikrojuostelės atitinkamai ilginiai induktyvumas ir talpa; $C_i^{(a)}$ – i -osios mikrojuostelės ilginė talpa kai dielektrinis pagrindas DML pakeičiamas oru.

Bendruoju atveju sistemos charakteristikos, sudarytos iš N susietųjų mikrojuostelių esant normaliosioms bangoms, apibūdinamos N elektromagnetinių bangų sklidimo konstantomis ir N^2 charakteringaisiais impedansais (Paul 2008). N mikrojuostelių perdavimo linijos, veikiančios normaliųjų bangų režimu, pagrindinės lygtys yra apibendrintosios telegrafinės lygtys (Paul 2008):

$$-\frac{dU}{dz} = \mathbf{Z}_0 \times \mathbf{I}, \quad (2.6)$$

$$\mathbf{U}^T = [U_1, U_2, \dots, U_N], \quad \mathbf{I}^T = [I_1, I_2, \dots, I_N], \quad (2.7)$$

$$Z_{0ij} = Z_{0ji} = \sqrt{L_{ij}/C_{ij}}, \quad Y_{0ij} = Y_{0ji} = \sqrt{C_{ij}/L_{ij}}, \quad (2.8)$$

čia U ir I – įtampų ir srovių mikrojuostelėse vektoriai, z – išilginė daugialaidės linijos koordinatė, Z_0 ir $Y_0 \rightarrow -\frac{dI}{dz} = Y_0 \times U$ daugialaidės linijos charakteringųjų impedansų ir banginių laidžių matricos, L_{ii} ir C_{ii} – i -osios mikrojuostelės savasis ilginis induktyvumas ir talpa, L_{ij} ir C_{ij} – i -osios ir j -osios mikrojuostelių abipusiai ilginiai induktyvumai ir talpos ($i \neq j$). Pažymėtina, kad daugeliu praktinių atvejų bei tada, kai daugialaidės linijos pagrindu sudaromas lėtinimo įtaiso modelis, pakanka nagrinėti ne grynųjų normaliųjų bangų darbo režimą, o jų superpoziciją, kai linija sužadinama lyginiu ir nelyginiu būdu, t. y. į mikrojuosteles siunčiant tos pačios amplitudės ir to paties arba priešingo ženklo įtampas. Siekiant gauti tikslesnes daugialaidės linijos charakteristikas, ilginių talpų C_{ii} ir C_{ij} skaičiavimų neapibrėžtys turi būti minimalios.

Pirmas siūlomas DML modelis, leidžiantis apskaičiuoti minėtas talpas, grįstas BS metodu (Zingg 1997). Programinės įrangos algoritmas, kuris įgyvendina šį DML modelį, pateiktas 2.2 pav. Algoritmą sudaro 10 žingsnių:

1. Įvedami analizuojamos DML parametrai: N – mikrojuostelių skaičius; ε_r – dielektrinio pagrindo santykinė dielektrinė skvarba; h – dielektrinio pagrindo storis; W – mikrojuostelių pločių vektorius; S – tarpų tarp mikrojuostelių vektorius; U – mikrojuostelių įtampų vektorius; $A \times B$ – analizuojamos srities dydis; δ – leistinas skaičiavimo nuokrypis.
2. Sudaroma $A \times B$ dydžio nulių matrica.
3. Atsižvelgiant į analizuojamos srities matricos vertikaliąją simetriją ir dielektrinio pagrindo storį h , tam tikriems matricos elementams priskiriamos vertės, atitinkančios DML mikrojuostelių potencialus.
4. Taikant BS metodą DML skerspjūvyje skaičiuojamas potencialų pasiskirstymas (Zingg 1997).
5. Apskaičiuotų potencialų vertės lyginamos su ankstesnėje iteracijoje gautomis vertėmis. Jeigu santykinis jų skirtumas δ^1 mažesnis už leistiną skaičiavimo nuokrypį δ pereinama ties 6 žingsniu. Priešingu atveju, naudojant apskaičiuotas potencialų vertes, skaičiuojamos naujos potencialų vertės.
6. Tikrinama ar potencialų skaičiavimai atliekami esant analizuojamoje srityje skirtingiems dielektrikams (dielektrinis pagrindas ir oras virš jo) ar dielektrikas yra vienalytis; pirmuoju atveju būtina atkreipti dėmesį į sąsają tarp dielektrikų, kuri turi būti apskaičiuojama specifiniu būdu (Urbanavičius, Pomarnacki 2008).

2.2. pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelio, grįsto baigtinių skirtumų metodu, supaprastintas algoritmas

Fig. 2.2. The simplified algorithm of the microstrip multiconductor line model based on finite difference method

7. Kuriamas menamas stačiakampis kontūras aplink kiekvieną mikrojuostelę ir kiekvienos iš jų skaičiuojama ilginė talpa naudojant menamo kontūro viduje sukauptus krūvius.
8. DML dielektrinis pagrindas pakeičiamas oru ir kartojami 5 ir 6 žingsniai.
9. Šis žingsnis identiškas 7 žingsniui, skirtumas yra tik tas, kad apskaičiuojama kiekvienos DML mikrojuostelės talpa $C_i^{(a)}$, kai $\varepsilon_r = 1$.
10. Pagal (2.5) lygtis apskaičiuojami kiekvienos mikrojuostelės charakteringasis impedansas ir bangos sklaidimo greitis.

Antras siūlomas DML modelis sukurtas taikant momentų metodą (Harrington 1990). Daugialaidės mikrojuostelinės linijos charakteringojo impedanso skaičiavimo metodikos pagrindinės idėjos išnagrinėtos aukščiau, todėl dabar aptarsime tik daugialaidės linijos parametrų apskaičiavimo algoritmą, grįstą momentų metodu. Pagal 2.3 pav. pateiktą blokinę schemą tokį algoritmą sudaro 10 žingsnių:

1. Nurodomi analizuojamosios daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukciniai parametrai: dielektrinio pagrindo storis h ir santykinė dielektrinė skvarba ε_r ; mikrojuostelių linijoje skaičius N , mikrojuostelių pločių vektorius $\mathbf{W}$ ir tarpų tarp jų vektorius $\mathbf{S}$; į mikrojuosteles siunčiamų įtampų vektorius $\mathbf{U}$.
2. Kiekviena mikrojuostelė dalinama į vienodo pločio M_n dalines sritis; čia n – mikrojuostelės eilės numeris.
3. Kuriama $M = \sum_n M_n$ dydžio tiesinių lygčių sistema matricine forma $\mathbf{U} = \mathbf{G} \times \mathbf{q}$. Esminė operacija šiuo atveju – Gryno funkcijos, kiekvienai iš M dalinių sričių, išvedimas. Gryno funkcijų išvedimo metodika išsamiai pateikta (Urbanavičius *et al.* 2007) darbe.
4. Sprendžiama tiesinių lygčių sistema, pvz., apskaičiuojant atvirkštinę Gryno funkcijų matricą ir nustatomi nežinomi krūviai kiekvienoje iš M dalinių sričių.
5. Sumuojant dalinių sričių krūvius q_i atitinkamų mikrojuostelių ribose, gaunami pilnieji šių mikrojuostelių krūviai ilginiai $\mathbf{Q}$.
6. Tikrinamas tiesinių lygčių sistemos sprendimas. Jei dielektrinio pagrindo įtaka buvo įvertinta (pirmasis lygčių sistemos sprendimo atvejis) – pereinama prie 7 žingsnio. Jei dielektrinio pagrindo nepaisyta (daugialaidės linijos terpė tapo homogeninė, $\varepsilon_r = 1$) – pereinama prie 9 žingsnio.
7. Apskaičiuojama kiekvienos mikrojuostelės ilginė talpa $C_i = Q_i / U_i$.
8. Iš daugialaidės mikrojuostelinės linijos pašalinus dielektrinį pagrindą (pagrindo dielektrinė skvarba prilyginama vienetui: $\varepsilon_r = 1$), linijos terpė pasidaro homogeninė ir 3 žingsniu sudaryta tiesinių lygčių sistema sprendžiama dar kartą.

2.3 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelio, grįsto momentų metodu, supaprastintas algoritmas

Fig. 2.3. The simplified algorithm of the microstrip multiconductor line model based on method of moments

9. Apskaičiuojama kiekvienos homogeninės daugialaidės linijos mikrojuostelės ilginė talpa $C_i^{(a)} = Q_i^{(a)} / U_i$.
10. Apskaičiuojami mikrojuostelių charakteringieji impedansai ir TEM elektromagnetinės bangos sklaidimo išilgai mikrojuostelės greičiai.

2.2. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelių patikra

Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelių patikra atlikta dviem etapais. Pirmame etape kokybiškai išnagrinėtas potencialo ir krūvio pasiskirstymas mikrojuostelinės linijos, sudarytos iš 5 mikrojuostelių skerspjūvyje, siunčiant į mikrojuosteles vienodo dydžio ir ženklo įtampas. Skaičiavimų rezultatai rodo, kad esant dideliems tarpams tarp mikrojuostelių, krūvio pasiskirstymas (2.4 pav., *a* ir 2.5 pav., *a*) atitinka pasiskirstymą pavienėse mikrojuostelėse, kai sąryšio tarp jų galima nepaisyti. Tarpams tarp mikrojuostelių mažėjant (2.4 pav., *b* ir 2.5 pav., *b*), jų visuma tampa panaši į vieną plačią mikrojuostelę, kuriame potencialai ir krūviai pasiskirstę beveik tolygiai (2.4 pav., *c* ir 2.5 pav., *c*).

Antrame modelių patikros etape apskaičiuoti charakteringieji impedansai buvo lyginami su pateiktais mokslo publikacijoje (Janhsen *et al.* 1991), kurioje tiriama DML su dvejomis skirtingo pločio mikrojuostelėmis spektro srities metodu. Palyginimo rezultatai pateikti 2.1 lentelėje. Iš lentelėje pateiktų duomenų matyti, kad pirmasis modelis pasižymi pakankamai dideliu nuokrypiu, kuris siekia 11 % lyginio ir nelyginio linijos sužadinimo atveju. Be to pastebėta, kad nuokrypis didėja mažinant tarpus tarp mikrojuostelių, didžiausiu nuokrypiu pasižymi plačiausioji mikrojuostelė.

2.1 lentelė. Asimetrinės daugialaidės mikrojuostelinės linijos charakteringojo impedanso vertės esant lyginiam linijos sužadinimui (Z_{0L_i}) ir nelyginiam sužadinimui (Z_{0N_i}), apskaičiuotos spektrinės srities metodu (Janhsen *et al.* 1991) ir pasiūlytais metodais, kai $W_1/W_2 = 0,6/1,2$ mm, $h = 0,62$ mm, ir $\epsilon_r = 9,7$

Table 2.1. Values of characteristic impedance of asymmetrically coupled lines for even mode (Z_{0L_i}), and odd mode (Z_{0N_i}), calculated by spectral domain technique (Janhsen *et al.* 1991) and suggested models, when $W_1/W_2 = 0.6/1.2$ mm, $h = 0.62$ mm, and $\epsilon_r = 9.7$

S, m	Literatūros šaltinis (Janhsen <i>et al.</i> 1991)				Pirmasis modelis				Antrasis modelis			
	Z_{0L1} Ω	Z_{0L2} Ω	Z_{0N1} Ω	Z_{0N2} Ω	Z_{0L1} Ω	Z_{0L2} Ω	Z_{0N1} Ω	Z_{0N2} Ω	Z_{0L1} Ω	Z_{0L2} Ω	Z_{0N1} Ω	Z_{0N2} Ω
0.1	75,5	43,9	35,0	20,7	74,1	43,0	31,0	22,5	72,7	42,4	34,6	20,2
0.2	71,4	42,8	39,6	24,3	70,8	41,9	37,2	26,2	69,5	41,6	39,1	23,3
0.3	68,5	42,1	42,8	26,4	68,2	41,0	41,3	28,4	67,0	40,8	41,8	25,5
0.4	66,4	41,4	44,2	27,8	66,2	40,3	44,4	30,0	64,9	40,1	43,8	27,1
0.5	64,2	40,7	46,4	29,2	64,6	39,7	46,8	31,2	63,2	39,6	45,3	28,3
0.6	63,2	40,0	47,5	30,3	63,4	39,3	48,8	32,1	61,9	39,1	46,4	29,3

2.4 pav. Potencialų pasiskirstymas 5-ių mikrojuostelių daugialaidės linijos skerspjūvyje esant skirtingiems tarpams tarp laidininkų: *a* – $S = 10$ gardelės žingsnių; *b* – $S = 5$ gardelės žingsnių; *c* – $S = 1$ gardelės žingsnis

Fig. 2.4. Potential distribution in the crossection of 5-conductors' microstrip multiconductor line at various spaces between conductors: *a* – $S = 10$ mesh steps; *b* – $S = 5$ mesh steps; *c* – $S = 1$ mesh steps

2.5 pav. Krūvio tankio pasiskirstymas 5-ių mikrojuostelių daugialaidės mikrojuostelinės linijos skerspjūvyje esant lyginiam jos sužadimui ir įvairiems tarpams tarp mikrojuostelių: $a - S/W = 1$; $b - S/W = 0,3$; $c - S/W = 0,03$ (tarpų grafikuose neparodyta)

Fig. 2.5. Charge distribution on 5-conductor' microstrip multiconductor line cross at various spaces between conductors: $a - S/W = 1$; $b - S/W = 0.3$; $c - S/W = 0.03$ (spaces between microstrips are not shown)

Visi šie pastebėjimai gali būti paaiškinami BS metodo įgyvendinimo specifika, pvz., kai tarpai tarp mikrojuostelių yra maži tampa sudėtinga sudaryti tinkamą kontūrą apie kiekvieną mikrojuostelę ir tokiu būdu kontūras aplink plačiausią mikrojuostelę yra sunkiau įgyvendinamas skaitiniu integravimu. Pastebėtina, kad antrojo modelio apskaičiuoti charakteringieji impedansai visada yra šiek tiek mažesni už pateiktus literatūroje. Nepaisant to, antrojo modelio nuokrypis, lyginant su literatūroje paskelbtais neviršija 3,8 %. Reikėtų paminėti, kad charakteringųjų impedansų vertės pateiktos (Janhsen *et al.* 1991), kai linijoje sklinda 10 GHz signalas, o siūlomuose modeliuose į tai nėra atsižvelgiama.

2.3. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelių tyrimas

DML modelių tyrimas taip pat buvo atliktas dviem etapais. Pirmame modelių tyrimo etape buvo nustatyta dielektriko nevienalytiškumo įtaka linijos savybėms. Šiam tikslui apskaičiuotas normuotasis krūvio tankio pasiskirstymas lyginiu būdu, kuomet žadintos 5 mikrojuostelių daugialaidės linijos skerspjūvyje, esant įvairioms dielektrinių pagrindo ϵ_r vertėms (2.6 pav.) ir įvairiems mikrojuostelių pločiams (2.7 pav.).

2.6 pav. pateiktos pasiskirstymo kreivės yra normuotos mažiausios krūvio tankio vertės atžvilgiu, kai dielektrinis pagrindas keičiamas oru $\left[q_i / \min(q_i)_{\epsilon_r=1} \right]$. Taigi šios kreivės iš tikrųjų vaizduoja krūvio tankio pasiskirstymo kitimą įtaisant daugialaidėje mikrojuostelinėje linijoje įvairios skvarbos dielektrinius pagrindus. Matyti, kad įtaisant dielektrinį pagrindą ($\epsilon_r > 1$) viena lytės terpės daugialaidėje linijoje ($\epsilon_r = 1$), krūvio pasiskirstymas kinta ne tik absoliučioju dydžiu, bet ir kokybiškai. Pažymėtina, kad vidinėse linijos mikrojuostelėse krūvio tankio pasiskirstymo kitimas iš esmės proporcingas ϵ_r kitimui, o kraštinėse mikrojuostelėse krūvio tankis į ϵ_r kitimą reaguoja labiau.

Į daugialaidės linijos terpės nevienalytiškumo kitimą jautriau reaguoja linijos, sudarytos iš siauresnių mikrojuostelių. Tarkime, iš 2.7 pav. pateiktų pasiskirstymų matyti, kad DML, sudarytoje iš siaurų mikrojuostelių ($W/h = 0,1$), normuotojo krūvio tankio kraštinėse mikrojuostelėse kaupiasi beveik du kartus daugiau nei plačių mikrojuostelių linijoje ($W/h = 10$). Pažymėtina, kad 2.7 pav. kreivių normavimas atliktas tam tikro pasiskirstymo mažiausios krūvio tankio vertės $\left[q_i / \min(q_i) \right]$ atžvilgiu.

Antrame etape buvo tiriamas baigtinio mikrojuostelių skaičiaus daugialaidės linijos parametrų reguliarumas. Vienas iš svarbiausių daugialaidės linijos parametrų yra jos mikrojuostelių charakteringasis impedansas esant lyginiam ir nelyginiam linijos sužadimui. 2.8 pav.

2.6 pav. Normuotasis krūvio tankio pasiskirstymas $\left[q_i / \min(q_i |_{\epsilon_r=1}) \right]$ 5-ių mikrojuostelių daugialaidės linijos skerspjūvyje, esant lyginiam jos sužadinimui ir įvairioms dielektrinių pagrindo skvarboms, kai, $W/h = 1$ $S/h = 0,5$ (tarpų grafikuose neparodyta)

Fig. 2.6. Normalized distribution $\left[q_i / \min(q_i |_{\epsilon_r=1}) \right]$ of the charge in cross-section of 5-conductors' microstrip multiconductor line at various values of dielectric permittivity, when $W/h = 1$, $S/h = 0.5$ (spaces between microstrips are not shown)

2.7 pav. Normuotojo krūvio tankio pasiskirstymas $\left[q_i / \min(q_i) \right]$ 5-ių mikrojuostelių daugialaidės linijos skerspjūvyje, esant lyginiam jos sužadinimui ir įvairiems mikrojuostelių pločiams, kai $S/h = 0,1$, $\epsilon_r = 9,6$ (tarpų grafikuose neparodyta)

Fig. 2.7. Normalized distribution of the charge $\left[q_i / \min(q_i) \right]$ in cross-section of 5-conductors' microstrip multiconductor line at various values strip width, when $S/h = 0.1$, $\epsilon_r = 9.6$ (spaces between microstrips are not shown)

2.8 pav. 12-os mikrojuostelių daugialaidės linijos charakteringųjų impedansų histogramos esant lyginiam (a) ir nelyginiam (b) linijos sužadanimui, kai $W/h = 0,5$,

$$S/h = 0,1$$

Fig. 2.8. Characteristic impedances of 12-conductors' microstrip multiconductor line for even mode (a) and odd mode (b), when $W/h = 0.5$, $S/h = 0.1$

Pateiktos 12 mikrojuostelių daugialaidės linijos charakteringųjų impedansų histogramos, liudijančios, kad charakteringųjų impedansų vertės linijoje pasiskirstė labai nereguliariai ir tik vidinių mikrojuostelių varžos skiriasi nedaug.

Visų 2.2 lentelėje apžvelgtų daugialaidžių mikrojuostelinių linijų mikrojuostelių skaičius yra lyginis, taigi pateiktos tik pusės kiekvienos linijos mikrojuostelių charakteringųjų impedansų vertės. Lentelėje matyti, kad kraštinių ir vidurinių mikrojuostelių charakteringojo impedanso vertės skiriasi daugiau nei 40 % ir lyginio, ir nelyginio sužadavimo atveju. Charakteringojo impedanso vertių kitimas nuo kraštinių mikrojuostelių link vidinių yra didėjančio pobūdžio, liniją sužadinant lyginiu būdu ir šiek tiek svyruojantis, liniją sužadinant nelyginiu būdu.

2.2 lentelė. Baigtinių mikrojuostelių skaičiaus DML charakteringųjų impedansų vertės ir santykiniai nuokrypiai nuo reguliariųjų verčių, kai $W/h = 0,5$; $S/h = 0,1$ ir $\epsilon_r = 9,6$

Table 2.2. Values of a characteristic impedance of conductors of microstrip MCL and their relative deviations from regular values, when $W/h = 0.5$, $S/h = 0.1$, and $\epsilon_r = 9.6$

Laidininko Nr.	Laidininkų daugialaidėje linijoje skaičius							
	$N = 12$		$N = 10$		$N = 8$		$N = 6$	
	$Z_{0,i}, \Omega$	$\delta, \%$	$Z_{0,i}, \Omega$	$\delta, \%$	$Z_{0,i}, \Omega$	$\delta, \%$	$Z_{0,i}, \Omega$	$\delta, \%$
Lyginis daugialaidės linijos sužadinimas								
6	104,7711	– 44,5	–	–	–	–	–	–
5	171,1795	– 9,22	104,4080	– 43,9	–	–	–	–
4	182,5038	– 3,21	170,4065	– 8,43	103,8859	– 43,1	–	–
3	186,2541	– 1,22	181,4666	– 2,49	169,2276	– 7,29	103,0605	– 41,6
2	187,8860	– 0,36	184,9057	– 0,64	179,7858	– 1,51	167,1675	– 5,25
1	188,5571	0	186,1035	0	182,5355	0	176,4252	0
Nelyginis daugialaidės linijos sužadinimas								
6	34,5676	44,9	–	–	–	–	–	–
5	23,3885	– 1,98	34,5592	44,74	–	–	–	–
4	23,9902	0,55	23,3919	– 2,03	34,5442	44,9	–	–
3	23,8188	– 0,17	23,9855	0,45	23,3986	– 1,86	34,5132	44,2
2	23,8872	0,11	23,8254	– 0,22	23,9751	0,56	23,4154	– 2,19
1	23,8600	0	23,8771	0	23,8424	0	23,9401	0

Pažymėtina, kad daugialaidės mikrojuostelinės linijos charakteringųjų impedansų verčių artėjimas prie reguliariųjų verčių yra spartesnis liniją sužadinant nelyginiu būdu.

2.4. Antrojo skyriaus išvados

1. Taikant baigtinių skirtumų (BS) ir momentų metodus (MoM) sukurti du matematiniai modeliai baigtinio dydžio daugialaidžių mikrojuostelinių linijų (DML) elektriniams parametrų apskaičiuoti.

- Palyginus skaičiavimo pagal sukurtus matematinius modelius rezultatus su kitų autorių kitais metodais gautais rezultatais, atskleista, kad sudarytieji modeliai teisingi, padarytos prielaidos leistinos, o naudojant sukurtąją programinę įrangą galima įvertinti reiškinius baigtinio laidininkų skaičiaus daugialaidėse linijose ir sumažinti DML elektrinių parametrų skaičiavimo paklaidą.

- Išnagrinėta dielektrinės terpės nevienalytiškumo įtaka DML charakteristikoms. Parodyta, kad dielektriko nevienalytiškumas iš esmės nekeičia krūvio pasiskirstymo pobūdžio DML skerspjūvyje. Dielektrinio pagrindo ($\epsilon_r > 1$) įtaisyimas vienalytėje daugialaidėje linijoje (kurios $\epsilon_r = 1$) didina krūvius visose mikrojuostelių skerspjūvio dalinėse srityse proporcingai pagrindo santykinei dielektrinei skvarbai.
2. Nagrinėtos nereguliosios, t. y. sudarytos iš baigtinio mikrojuostelių skaičiaus daugialaidės linijos.
- Parodyta, kad vidiniuose linijos mikrojuostelėse krūvio pasiskirstymas kinta proporcingai ϵ_r keitimuisi, o kraštinėse mikrojuostelėse krūvio tankis į ϵ_r kitimą reaguoja labiau.
 - Pastebėta, kad nagrinėtais atvejais kraštinių ir vidinių mikrojuostelių charakteringieji impedansai gali skirtis daugiau nei 1,5 karto, DML sužadinant lyginiu ir nelyginiu būdu. Charakteringojo impedanso verčių kitimas nuo kraštinių mikrojuostelių link vidinių yra didėjančio pobūdžio esant lyginiam sužadinimui ir mažėjantis bei šiek tiek svyruojantis, sužadinant nelyginiu būdu.
 - Nustatyta, kad DML charakteringųjų impedansų verčių artėjimas prie reguliariųjų verčių yra spartesnis nelyginio sužadinimo atveju.
3. Programinės įrangos, sudarytos remiantis pasiūlytais DML matematiniais modeliais. Bandymai parodė, kad modelio, grįsto momentų metodu taikymas yra efektyvesnis negu taikymas modelio, grįsto BS metodu. Tarkime, analizė dvylikos mikrojuostelių DML identiškos skyros (kiekviena mikrojuostelė sudaryta iš 50 dalių) pirmuoju modeliu užtruko 28 minutes (analizuojama sritis – 100×1500 ląstelių), o taikant antrąjį modelį – šiek tiek ilgiau nei 2 minutes (kompiuteris PC, CPI – Intel® Core™2 Duo E6750 @ 2,66 GHz, standžiojo disko talpa – 160 GB, pagrindinės atminties talpa – 2 GB, operacinė sistema – MS Windows XP).

Lygiagrečioji daugialaidžių mikrojuostelinių linijų analizė ir sintezė

Šiame skyriuje pateikta lygiagrečioji daugialaidžių mikrojuostelinių linijų (DML) analizės metodika, grįsta uždavinio lygiagretumo principu ir DML sintezės metodika, grįsta duomenų lygiagretumo principu.

Skyriaus tematika autoriaus paskelbti du straipsniai (Pomarnacki *et al.* 2010; Pomarnacki, Krukonis 2011)

3.1. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos analizė

DML konstrukcijos eskizas pateiktas 3.1 pav. Mikrojuostelės tokioje linijoje formuojamos dielektrinio pagrindo paviršiuje, kita pagrindo pusė padengta ištisiniais laidžiu sluoksniu, atliekančiu ekrano funkciją.

3.1 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos konstrukcija:

1 – įžemintas laidininkas (ekranas); 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – mikrojuostelės

Fig. 3.1. Construction of the microstrip multiconductor line:

1 – conducting shield; 2 – dielectric substrate; 3 – microstrips

Bendroju atveju DML yra sudaryta iš N mikrojuostelių (kurioms priskiriamas ir ištisinis ekranas), kuriomis gali sklirti N normaliųjų bangų (Paul 2008). Skirtingų tipų normaliųjų bangų fazinis ir grupinis greičiai skiriasi, todėl DML susidaro sklindančių bangų interferencija (trikdžiai) ir perduodami signalai yra iškraipomi. Tokiu būdu informacijai perduoti rekomenduojama naudoti tiktai normaliąsias bangas (Кравцов 2011).

Modeliuojant įvairius mikrobangų įtaisus, kuriuose taikomos DML pakanka analizuoti dvi pagrindines normaliąsias bangas (Martavičius *et al.* 1996). Pirmoji yra *sinfazinė normalioji banga* (angl. *c-mode*), kuri yra sužadinama į gretimas DML mikrojuosteles siunčiant vienodos fazės įtampas (fazių skirtumas tarp jų lygus 0) – lyginis DML sužadinimas ir *priešfazinė normalioji banga* (angl. *π -mode*), kuri sužadinama kai DML gretimų mikrojuostelių įtampų fazių skirtumas lygus π radianų – nelyginis DML sužadinimas (Martavičius *et al.* 1996). Pagrindinės DML charakteristikos yra santykinė efektyvioji dielektrinė skvarba, per kurią išsireiškia bangos sklidimo greitis, ir charakteringasis impedansas, kurie gali būti surasti taikant kvazi-TEM artinį, bei skaitinius metodus pvz., baigtinių skirtumų, baigtinių elementų (Burokas, Štaras 2008) arba momentų metodus (Wei *et al.* 1984, Urbanavičius *et al.* 2007). Pažymėtina, kad nagrinėjamam objektui tampant sudėtingesniu (DML atveju, didėjant mikrojuostelių skaičiui, sudėtingėjant mikrojuostelių išsidėstymui arba mažinant leistiną skaičiavimų neapibrėžti) skaitinių metodų įgyvendinimas reikalauja didelių kompiuterio resursų: CPJ skaičiavimo laiko ir operatyviosios atminties talpos (Cheng 2008). Siekiant apeiti šiuos apribojimus galima sprendžiamą uždavinį paskirstyti kompiuterių telkiniui – turi būti sukurta lygiagrečioji analizės sistema.

Šiame poskyryje pasiūlytas ir ištirtas DML analizės lygiagretusis algoritmas, grįstas užduoties lygiagretinimo principu. Poskyris sudarytas sekančiu bū-

du. Skirsnyje 3.1.1 aprašytas siūlomas lygiagretusis algoritmas. Algoritmo patikra, jo efektyvumo tyrimas ir skaičiavimų rezultatai pateikti 3.1.2 skirsnyje.

3.1.1. Lygiagretusis daugialaidės mikrojuostelinės linijos analizės algoritmas

Praktiškai bet koks skaičiavimo procesas gali būti organizuotas lygiagrečiai – skaičiavimo veiksmai paskirstyti keliems kompiuteriams. Kuriant lygiagrečiąją sistemą skaičiavimų trukmė mažėja, tačiau daugėja keitimosi duomenų tarp kompiuterių, kurie didina skaičiavimų trukmę (Čiegis *et al.* 2005).

Pagrindinės DML charakteristikos: santykinė efektinė dielektrinė skvarba ir mikrojuostelių charakteringasis impedansas apskaičiuojamos žinant mikrojuostelių ilginę talpą:

$$\varepsilon_{\text{ref}} = \frac{C_i}{C_i^{(a)}}, \quad (3.1)$$

$$Z_{0i} = \frac{1}{c_0 \sqrt{C_i C_i^{(a)}}}, \quad (3.2)$$

čia c_0 – šviesos greitis vakuume; C_i – DML i -osios mikrojuostelės ilginė talpa; $C_i^{(a)}$ – i -osios mikrojuostelės ilginė talpa, kai dielektrinis pagrindas pakeičiamas oru ($\varepsilon_r = 1$). Analizuojant DML, skaičiavimai pagal (3.1) ir (3.2) formules atliekami du kartus – esant sinfazinei ir priešfazinei normaliosioms bangoms. Taigi visoms DML charakteristikoms apskaičiuoti tenka atlikti keturias skaičiavimo operacijas: 1) DML mikrojuostelių ilginių talpų apskaičiavimas esant sinfazinei normaliajai bangai; 2) mikrojuostelių ilginių talpų apskaičiavimas esant priešfazinei normaliajai bangai; 3) mikrojuostelių ilginių talpų apskaičiavimas esant sinfazinei normaliajai bangai ir dielektrinis pagrindas pakeistas oru; 4) mikrojuostelių ilginių talpų apskaičiavimas esant priešfazinei normaliajai bangai ir dielektrinį pagrindą pakeitus oru.

DML analizės trukmei sumažinti išvardintas keturias skaičiavimo operacijas tikslinga paskirstyti tarp lygiagrečios sistemos kompiuterių (mazgų). Šiuo atveju kiekvienas mazgas turės pradinį konstrukcinį ir elektrinį DML parametrus, kuriuos taikant bus atliekami ilginių talpų skaičiavimai. Lygiagrečiojo DML analizės algoritmo, grįsto uždavinio lygiagretinimo principu, blokinė schema pateikta 3.2 pav. Šiame algoritme naudojamas „valdantysis-pavaldusis“ lygiagrečiojo programavimo būdas (Almeida *et al.* 2004).

Algoritmą sudaro 7 žingsniai:

1. Įvedami pradiniai konstrukciniai ir elektriniai DML parametrai: dielektrinio pagrindo santykinė dielektrinė skvarba ε_r ir aukštis h ; mikrojuostelių pločiai W_i ir tarpai tarp mikrojuostelių S_i ; analizuojamos srities dydžiai A ir B .
2. Apskaičiuojami tarpiniai konstrukciniai ir elektriniai parametrai: ribinės dielektrinės skvarbos vertės sąsajoje tarp dielektrinio pagrindo ir oro, mikrojuostelių pozicijos analizuojamoje srityje.

3.2 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos analizės lygiagretusis algoritmas

Fig. 3.2. Flowchart of the analysis of parallel algorithm of the MMCL

3. Keturiems pavaldiesiems mazgams siunčiami DML pradiniai ir apskaičiuoti tarpiniai parametrai.
4. Kiekvienas mazgas apskaičiuoja ilgines talpas, esant tam tikrai normaliajai bangai ir dielektrinei terpei. Mazgai 2 ir 3 apskaičiuoja ilgines talpas esant sinfazinei ir priešfazinei normaliosioms bangoms ir kai linijoje yra dielektrinis pagrindas, tuo tarpu mazgai 1 ir 4 skaičiuoja ilgines talpas esant toms pačioms normaliosioms bangoms, kuomet dielektrinis pagrindas linijoje yra pakeičiamas oru.
5. Apskaičiuotos mikrojuostelių ilginės talpos persiunčiamos valdančiajam kompiuteriui.
6. Valdančiajame mazge rūšiuojami gauti rezultatai ir apskaičiuojami mikrojuostelių charakteringieji impedansai ir santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos.
7. Apskaičiuoti rezultatai yra išsaugojami ir vaizduojami.

3.1.2. Lygiagrečiojo algoritmo tyrimas

Pasiūlytas lygiagretusis algoritmas (3.2 pav.) buvo įgyvendintas homogeniniame MPICH2 telkinyje, sudarytame iš penkių kompiuterių (kompiuterio CPI – Pentium™ 4, 2,8 GHz; operatyviosios atminties talpa – 512 MB; standžiųjų diskų talpa – 80 GB; operacinė sistema – Fedora 6; kompiuterių tinklas – Ethernet 100 Mb/s). Tyrimo metu kompiuterių telkinio mazgų skaičius buvo keičiamas nuo 1 iki 5 siekiant nustatyti algoritmo vykdymo trukmę esant įvairiam mazgų skaičiui. Algoritmo vykdymo trukmė bei spartinimo ir efektyvumo koeficientų vertės pateiktos 3.1 lentelėje.

Siūlomame lygiagrečiajame algoritme DML analizė gali būti atliekama taikant bet kurį skaitinį metodą. Mūsų atveju lygiagretusis algoritmas įgyvendintas taikant baigtinių skirtumų metodą. Skaičiavimo procedūroms paspartinti buvo pritaikytas tiesioginis potencialų apskaičiavimo būdas ir išretintos matricos (Krukonis 2010).

Lygiagrečiojo algoritmo spartos pokytis apskaičiuojamas pagal tokią išraišką:

$$\Delta S_p = \frac{t_1 - t_p}{t_p} 100\%, \quad (3.3)$$

3.1. lentelė. Lygiagrečiojo DML analizės algoritmo vykdymo parametrai***Table 3.1.** Execution parameters of the algorithm of MMCL*

Algoritmo vykdy- mo parametrai	Mazgų skaičius telkinyje				
	1	2	3	4	5
Vykdyto trukmė, s	136	80	78	39	38
$\Delta S_p, \%$	–	70.0	74,4	248,7	257,9
S_p	1	1,7	1,74	3,49	3,58
E_p	1	0,85	0,58	0,87	0,72

* Procesų skaičius $P = 5 = \text{const}$.

čia t_1 – DML analizės algoritmo vykdymo trukmė esant vienam skaičiavimo mazgui; t_p – DML analizės algoritmo vykdymo trukmė esant p mazgams. Lygiagrečiojo algoritmo spartinimo koeficientas apibūdina spartinimą, kuris pasiekiamas sprendžiant uždavinį naudojant p mazgų, ir apskaičiuojamas pagal tokią išraišką (Čiegis 2005):

$$S_p = \frac{t_1}{t_p}, \quad (3.4)$$

čia t_1 – algoritmo vykdymo trukmė esant vienam kompiuteriui; t_p – algoritmo vykdymo trukmė, esant p mazgų skaičiui telkinyje. Kitas svarbus lygiagrečiojo algoritmo rodiklis yra algoritmo efektyvumo koeficientas, apibūdinantis, kokia dalis lygiagrečiosios kompiuterinės sistemos pasitelkta sprendžiant uždavinį duotuoju lygiagrečiuoju algoritmu (Čiegis 2005):

$$E_p = \frac{S_p}{p}. \quad (3.5)$$

Lygiagrečiojo algoritmo efektyvumo tyrime buvo apskaičiuojama $5 \cdot 10^4$ elementų analizuojama sritis. 3.1 lentelėje matyti, kad, esant lyginiam mazgų skaičiui kompiuterių telkinyje (pvz., $2n$) algoritmo efektyvumas yra šiek tiek mažesnis negu tuomet, kai telkinį sudaro $2n + 1$ mazgas. Esant nelyginiam mazgų skaičiui telkinyje sudarytus procesus vykdo ir valdantysis mazgas. Didžiausias efektyvumas gautas naudojant 5 telkinio mazgus šiuo atveju algoritmo vykdymo trukmė yra net 3,6 karto didesnė už algoritmą vykdant viename mazge.

Tai pat buvo patikrintas algoritme naudojamo DML matematinio modelio adekvatumas lyginant apskaičiuotus DML parametrus su gautais momentų ir spektro srities (Tripathi *et al.* 1989) metodais. Apskaičiuoti analizuojamos DML

parametrai pateikti 3.2 lentelėje. Pastebėtina, kad apskaičiuotų lygiagrečiuoju algoritmu DML parametrų santykinis skirtumas su DML parametrais, gautais kitais analizės metodais, neviršija 3 %, taigi galima teigti, kad siūlomas algoritmas yra pakankamai tikslus inžineriniams skaičiavimams vykdyti.

3.2 lentelė. Keturių susietųjų mikrojuostelių linijos parametrų*, gautų naudojant pasiūlytą algoritmą (lygiagretusis algoritmas, grįstas BS metodu) ir naudojant momentų ir spektrinės srities (Tripathi *et al.* 1989) metodu palyginimas

Table 3.2. Comparison parameters for four coupled microstrip lines* obtained using the proposed technique (parallel algorithm with the FDM), the MoM, and the spectral domain method (Tripathi *et al.* 1989)

Mikrojuostelės nr.	Sinfazinė normalioji banga			Priešfazinė normalioji banga		
	Lygiagretus algoritmas	Iš (Tripathi <i>et al.</i> 1989)	Momentų metodas	Lygiagretus algoritmas	Iš (Tripathi <i>et al.</i> 1989)	Momentų metodas
Santykinė efektyvioji dielektrinė skvarba						
Nuo 1 iki 4	7,32	7,55	7,54	5,42	5,45	5,42
Charakteringasis impedansas, Ω						
1 ir 4	65,25	66	66	24,35	24	24
2 ir 3	119,5	123	121	41,67	42	41

* $W_1 = W_4 = 0,6$ mm, $W_2 = W_3 = 0,3$ mm, $S_1 = S_4 = 0,3$ mm, $S_2 = 0,2$ mm, $h = 0,635$ mm, $\epsilon_r = 9,6$.

Toliau, taikant pasiūlytą algoritmą buvo tirtos santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos ir charakteringojo impedanso priklausomybės nuo DML konstrukcinių matmenų. Apskaičiuotų DML parametrų priklausomybės nuo normalizuotų mikrojuostelių pločio W/h ir tarpų tarp jų S/h yra pateikti, atitinkamai 3.3 ir 3.4 pav.

3.3 pav. Penkių simetriškai išdėstytų mikrojuostelių DML santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos (a) ir charakteringojo impedanso (b) priklausomybės nuo normalizuoto mikrojuostelių pločio: $S/h = 1$; $\epsilon_r = 9,6$

Fig. 3.3. Effective dielectric permittivity (a); characteristic impedance (b) of five-conductor symmetrically coupled MMCL versus the normalized microstrip width; $S/h = 1$; $\epsilon_r = 9.6$

3.4 pav. Penkių simetriškai išdėstytų mikrojuostelių DML santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos (a) ir charakteringojo impedanso (b) priklausomybės nuo normalizuoto mikrojuostelių pločio: $W/h = 1$; $\epsilon_r = 9,6$

Fig. 3.4. Effective dielectric permittivity (a); characteristic impedance (b) of five conductor symmetrically coupled MMCL versus the normalized microstrip width; $W/h = 1$; $\epsilon_r = 9.6$

3.3 ir 3.4 pav. matyti, kad didinant tarpą S/h tarp mikrojuostelių, palaikant pastovų mikrojuostelių plotį W/h , arba atvirkščiai, didinant mikrojuostelių plotį nekeičiant atstumo tarp jų, pateiktų priklausomybių pobūdis iš esmės atitinka susietųjų mikrojuostelinių linijų charakteristikų pobūdį (Urbanavičius *et al.* 2007). Pastebėtina, kad charakteringasis impedansas vidinių mikrojuostelių (3.3 pav., b ir 3.4 pav. b atitinkamos kreivės pažymėtos skaičiais 2, 3 ir 4) praktiškai sutampa esant ir sinfazinei normaliajai bangai ir priešfazinei normaliajai

bangai. Šių mikrojuostelių charakteringojo impedanso santykinis skirtumas viename parametrų W/h ir S/h kitimo ruože neviršija 0,3 %, tai liudija apie DML, veikiančios normaliųjų bangu režimu, vidinės elektromagnetinio lauko dalies sandaros vienalytiškumą net tuo atveju, kai DML sudaro tik penkios mikrojuostelės.

3.2. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos sintezė

Sintezuojant DML tiksliniu parametru gali būti charakteringasis impedansas Z_0 arba santykinė efektyvioji dielektrinė skvarba ε_{ref} . DML naudojant kaip perdavimo liniją svarbiausiu parametru laikytinas charakteringasis impedansas, apibūdinantis jos suderinamumą su signaliniu traktu.

Sintezuojant bet kurį elektroninį įtaisą tenka daug kartų vykdyti šio įtaiso matematinio modelio analizę. Siekiant sumažinti projektavimo trukmę galime taikyti tikslinės funkcijos ekstremumo paieškos metodus (Pomarnacki, Urbana-vičius 2009) arba analizės procesui naudoti lygiagrečiąją kompiuterizuotą sistemą.

Šiame poskyryje pateikta DML konstrukcinių parametrų: dielektrinio pagrindo storio h ir santykinės dielektrinės skvarbos ε_r , laidininkų pločių W ir tarpų tarp jų S , atitinkančių nurodytą charakteringojo impedanso vertę ir nuokrypį nuo jos, radimo metodika, grįsta lygiagrečiuoju DML analizės algoritmu, aprašytu 3.1 poskyryje.

3.2.1. Periodinės daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelis

DML analizei taikytini daugelis skaitinių metodų, pvz., baigtinių elementų metodas, momentų metodas ir kiti. Esamam uždaviniui spręsti pasirinktas baigtinių skirtumų (BS) metodas (Sadiku 2009), pasižymintis sąlyginiu paprastumu ir galimybe įvertinti analizuojamos srities ypatumus, tarkime, viršutinį DML ekraną, mikrojuostelių storį ir pan.

Nagrinėjant DML, kurią sudaro didelis skaičius mikrojuostelių (3.1 pav.), baigtinių skirtumų metodu susiduriama su sunkumais pasirenkant analizuojamą sritį, kuri šiuo atveju yra proporcinga mikrojuostelių skaičiui ir gali būti labai didelė. Tačiau, jeigu DML sudaryta iš vienodo pločio mikrojuostelių ir tarpai tarp jų yra lygūs, tuomet DML modelyje galima įvertinti linijos periodiškumą ir simetriją nagrinėjant tik mažąją DML dalį, kuri 3.5 pav. parodyta tarp 6 ir 8 arba 7 ir 8 plokštumų.

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

Fig. 3.5. The model of the multiconductor microstrip line with symmetric areas (area of analysis is shaded): 1 – bottom shield; 2 – dielectric substrate; 3 – microstrips; 4 – grid of the area of analyses; 5 – upper shield; 6, 7 – planes where microstrips conductors are symmetric; 8 – plane where space between microstrips is symmetric

Taikant baigtinių skirtumų metodą trečioji Maksvelio lygtis diferencialine forma (Vainoris 2004) pakeičiama Laplaso lygtimi, kurios diferencialiniai elementai išreiškiami baigtiniais skirtumais:

$$\varphi_{i,j} = \frac{\varphi_{i+1,j} + \varphi_{i-1,j} + \varphi_{i,j+1} + \varphi_{i,j-1}}{4}, \quad (3.6)$$

čia $\varphi_{i,j}$ – nagrinėjamo taško potencialas; $\varphi_{i\pm 1,j\pm 1}$ – gretutinių taškų potencialai.

Taigi, (3.6) lygtimi galima apskaičiuoti potencialus kiekviename analizuojamos srities taške. Atsižvelgus į minėtą DML periodiškumą, analizuojamos srities kraštuose t. y. ties 3.5 pav. pateiktomis 6 ir 7 plokštumomis, lygtis (3.6) privalo būti pakeista (Štaras 2008). Tokiu atveju (3.6) lygtis ties dešiniąja riba (3.5 pav. 7-oji plokštuma) pasikeis į

$$\varphi_{i,j} = \frac{1}{4} \left(2\varphi_{i-1,j} + \varphi_{i,j-1} + \varphi_{i,j+1} \right), \quad (3.7)$$

o ties kairiąja riba (3.5 pav. 8-oji plokštuma) į

$$\varphi_{i,j} = \frac{1}{4} \left(2\varphi_{i+1,j} + \varphi_{i,j-1} + \varphi_{i,j+1} \right). \quad (3.8)$$

Taigi, (3.7) ir (3.8) lygtimis galima įvertinti analizuojamos DML periodiškumą, žymiai sumažinti analizuojamos srities dydį ir tokiu būdu paspartinti analizės skaičiavimus.

3.2.2. Nuosekliosios sintezės būdas

Šiuo etapu nėra išvesta tikslių matematinių išraiškų, siejančių DML elektros charakteristikas ir jos konstrukcinius parametrus, todėl linijos sintezė gali būti tik iteracinio pobūdžio (Martavičius *et al.* 2000).

Nuosekliai atliekant analizės operacijas tenka iš eilės nustatyti žingsniu keisti DML konstrukcinius parametrus ir skaičiuoti jos elektrines charakteristikas tol, kol gautų charakteristikų vertės skirsis nuo užsiduotų mažiau už nurodytą leistiną nuokrypį. Sintezuojant DML tokiu būdu tenka vidutiniškai perrinkti pusę konstrukcinių parametų galimų verčių, taigi, projektavimo procesas užtrunka ilgai.

DML sintezės trukmė gali būti ženkliai sumažinta pritaikius konstrukcinių parametų parinkimui optimalios paieškos metodus, pvz., skiltinio artėjimo (Neapolitan *et al.* 2004). Šiuo atveju sintezė prasideda nuo DML pradinių ir ribinių konstrukcinių ir elektrinių parametų nustatymo. DML analizė atliekama BS metodu taikant (3.6)–(3.8) išraiškas ir, suradus potencialo pasiskirstymą, apskaičiuojamas DML charakteringasis impedansas bei efektyvioji dielektrinė skvarba. Nuosekliosios DML sintezės atveju, skiltinio artėjimo algoritmas taikytinas mikrojuostelės pločio W ir tarpo tarp mikrojuostelių S , užtikrinančių siekiamus charakteringąjį impedansą ir efektingą skvarbą, paieškai. Vykdam mikrojuostelės pločio paiešką imama vidurinė ruožo reikšmė:

$$W_{\text{vid}} = \frac{W_{\text{max}} - W_{\text{min}}}{2}, \quad (3.9)$$

čia W_{min} – mažiausias leistinas mikrojuostelės plotis; W_{max} – didžiausias leistinas mikrojuostelės plotis.

Jei apskaičiuoto ir ieškomo charakteringojo impedanso skirtumas didesnis už leistiną nuokrypį, tai nustatoma nauja mikrojuostelės pločio mažiausia riba, kuri lygi analizės gardelės vertei vienu žingsniu didesnei nei pagal (3.90) apskaičiuota vidurinė vertė: $W_{\text{min}} = W_{\text{vid}} + 1$. Kitu atveju, jei apskaičiuoto ir ieškomo impedanso skirtumas viršija nustatytą paklaidą ir yra neigiamas, nustatoma didžiausia riba, kuri lygi pagal (3.9) apskaičiuotai vidurinei vertei

$W_{\max} = W_{\text{vid}}$. Nuosekliuotu būdu sintezuojant DML keičiamas mikrojuostelės plotis ir tarpas tarp mikrojuostelių kiekvienai užduotai pagrindo dielektrinės skvarbos vertei. Iš gautų charakteringųjų impedansų randama artimiausia charakteringo impedanso reikšmė siekiamai vertei.

3.2.3. Lygiagrečiosios sintezės būdas

Paskirstę analizės uždavinius tarp daugelio kompiuterių t. y. analizę atliekant lygiagrečiai, galima žymiai paspartinti DML projektavimo procesą. Siūlomo lygiagrečiojo sintezės algoritmo blokinė schema pateikta 3.6 pav. Tarkime, kompiuterių telkinį sudaro vienas vedantysis kompiuteris ir $p - 1$ pavaldžiųjų kompiuterių (telkinio mazgų). Algoritmas atliekamas per 16 žingsnių:

1. Nustatomi pradiniai konstrukciniai ir elektriniai parametrai reikalingi DML sintezei: dielektrinio pagrindo storis h ir dielektrinė skvarba ε_r , mikrojuostelės pločio pradinė $W_{\min}$ ir ribinė $W_{\max}$ vertės, tarpo tarp mikrojuostelių pradinė $S_{\min}$ ir ribinė $S_{\max}$ vertės, analizuojamos srities pradiniai potencialai, siekiamo charakteringojo impedanso Z_0 nominali vertė bei leistinas nuokrypis nuo jos δ , analizuojamos srities gardelės žingsnių ΔW ir ΔS vertės.
2. Kompiuterių telkinio valdantysis mazgas persiunčia nustatytus pradinius elektrinius ir konstrukcinius parametrus pavaldiesiems telkinio mazgams.
3. Kiekvienas i -asis pavaldusis mazgas apskaičiuoja jam skirtų mikrojuostelės plokščių ruožą $\Delta W_i = (W_{\max} - W_{\min} + 1)/p$, kuriame analizės metu (3.6 pav. pateiktoje schemoje lygiagretieji 4.1–4. p blokai) skaičiuos DML elektrinius parametrus. Čia p – pavaldžiųjų mazgų skaičius kompiuterių telkinyje.
4. Kiekvienas pavaldusis mazgas atlieka DML analizę baigtinių skirtumų metodu pagal (3.6)–(3.8) išraiškas ir apskaičiuoja DML charakteringąjį impedansą Z_{0i} ir efektyviąją dielektrinę skvarbą $\varepsilon_{\text{ref}i}$.
5. Ketvirtuo žingsnio analizė kartojama kol bus apskaičiuotos visos i -tajam pavaldžiajam mazgui skirtos mikrojuostelės pločio vertės ΔW_i ruože.
6. Apskaičiuoti rezultatai $Z_{0i}(\Delta W_i)$ ir $\varepsilon_{\text{ref}i}(\Delta W_i)$ surūšiuojami kiekvieno pavaldžiojo mazgo ir persiunčiami valdančiajam mazgui.

3.6 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos lygiagretusis sintezės algoritmas
Fig. 3.6. Parallel algorithm of the synthesis of multiconductor microstrip lines

7. Gautus rezultatus $Z_{0i}(\Delta W_i)$ ir $\varepsilon_{\text{ref}i}(\Delta W_i)$ valdantysis mazgas surūšiuoja pavaldžiųjų mazgų i eilės tvarka į vienmačius masyvus $[Z_{0i}(W)]$ ir $[\varepsilon_{\text{ref}i}(W)]$.
8. Masyve $[Z_{0i}(W)]$ ieškoma vertės Z_{0i} artimiausiosios nominaliajai $Z_{0\text{nom}}$ vertei.
9. Tikrinama, ar surastosis artimiausiosios ir nominaliosios charakteringojo impedanso verčių santykinis skirtumas neviršija leistino nuokrypio

$$\delta \geq \frac{Z_{0i} - Z_{0\text{nom}}}{Z_{0\text{nom}}}. \quad (3.10)$$

Jeigu (3.10) lygybė tenkinama, pereinama ties 16 žingsniu. Jeigu netenkinama – pereinama ties 10 žingsniu.

10. Tikrinama, ar tarpo tarp mikrojuostelių vertė S nebuvo panaudota skaičiavimuose. Tikrinant pirmą kartą laikinojo kintamojo $temp$ vertė lygi 0. Jeigu S vertė nesikartoja, pereinama ties 11 žingsniu. Jeigu esama S vertė jau buvo taikoma – pereinama ties 15 žingsniu.
11. Naudota tarpo tarp mikrojuostelių S vertė priskiriama laikinajam kintamajam $temp$.
12. Šiuo žingsniu pagal rastą artimiausiąją charakteringojo impedanso vertę Z_{0i} nustatoma tolimesnė sintezės kryptis. Jeigu $Z_{0i} < Z_0$, siekiant padidinti DML impedansą, S turi būti sumažintas – pereinama ties 13 žingsniu ir, atitinkamai, jeigu $Z_{0i} > Z_0$, tuomet S turi būti padidintas, taigi, pereinama ties 14 žingsniu.
13. Tarpas tarp laidininkų padidinamas $S = S + \Delta S$ ir grįžtama ties 2 žingsniu.
14. Mažinami atitinkamai žingsnis $\Delta S = \Delta S / 4$ ir tarpas tarp laidininkų $S = S - \Delta S$. Grįžtama ties 2 žingsniu.
15. Išmėginus visas leistinas S vertes tarp S_{min} ir S_{max} , ir negavus siekiamo charakteringojo impedanso, pasirenkama kita dielektrinio pagrindo skvarba ε_r ir pereinama ties 2 žingsniu.
16. Apskaičiuoti sintezės rezultatai išsaugojami ir vaizduojami monitoriaus ekrane.

3.2.4. Sintezės algoritmo patikra

Pasiūlytas lygiagretusis sintezės algoritmas buvo išbandytas 16-kos kompiuterių heterogeniniame telkinyje (kompiuterio CPI – Intel® Pentium® 2,6 GHz ir Intel® Pentium® 2,8 GHz, operatyviosios atminties talpa atitinkamai 512 MB ir 1 GB, standžiojo kietojo disko talpa atitinkamai 40 GB ir 80 GB; operacinė sistema – Fedora 6, kompiuterių tinklas – Ethernet 100 Mb/s).

Pirmuoju etapu buvo patikrinta DML sintezės nuokrypis nuo nominalių verčių. Iš esmės DML sintezės tikslumą lemia pasirinktas analizės metodas (mūsų atveju BS metodas), sudarytas DML matematinis modelis ir jo parametrai.

Siūlomo algoritmo tikslumui patikrinti buvo susintezuotos trys DML, kurių nominalios charakteringojo impedanso vertės yra atitinkamai 50 Ω , 75 Ω ir 120 Ω . Pagal susintezuotų DML konstrukcinius parametrus buvo atlikta šių linijų analizė momentų metodu. Bandomosios DML sintezės ir analizės rezultatai pateikti 3.3 lentelėje.

3.3 lentelė. Lygiagrečiosios DML sintezės patikros rezultatai

Table 3.3. Results of parallel synthesis of the multiconductor microstrip lines

Sintezuotų DML konstrukciniai parametrai	Nominali charakteringojo impedanso vertė, Ω		
	50	75	120
W/h	2,2	1,15	0,45
S/h	1,0	1,1	1,1
ε_r	6,0	6,0	6,0
Sintezės metu pasiektas charakteringasis impedansas, Ω	50,34	74,36	119,97
Sintezės paklaida, %	0,68	–0,85	–0,025
Momentų metodu apskaičiuotas charakteringasis impedansas, Ω	51,9	78,7	125,5
Santykinis impedansų, apskaičiuotų skirtingais metodais, skirtumas, %	3,1	5,84	4,61

Pagal 3.3 lentelėje pateiktus duomenis matyti, kad lygiagrečiojo algoritmo sintezės nuokrypis neviršija 1 %. Leistinas charakteringojo impedanso sintezės nuokrypis taip pat buvo nustatytas $\delta_z \leq 1$ %. Skirtingais metodais gautos charakteringojo impedanso vertės skiriasi mažiau nei 6 %. Šį skirtumą galima paaiškinti BS ir momentų metoduose naudojamų DML modelių skirtumu. DML analizuojant baigtiniais skirtumais daroma prielaida, kad linija yra periodinė

skersiniame pjūvyje. Momentų metodo atveju linija yra baigtinio dydžio. 3.3 lentelėje pateiktos momentų metodu apskaičiuotos charakteringojo impedanso vertės atitinka centrinę mikrojuostelę vienuolikos mikrojuostelių DML. Ši charakteringojo impedanso skirtumą galima šiek tiek sumažinti didinant siūlomame algoritme analizuojamą sritį ir mažinant gardelės žingsnį, tačiau sintezė tokiu atveju užtruks žymiai ilgiau. Tuo tarpu minėtas mažesnis negu 6 % metodu, skirtumas yra priimtinas inžinerinėje praktikoje (Urbanavičius *et al.* 2006).

Įsitikinus DML sintezės tikslumu antruoju etapu buvo ištirta siūlomo lygiagrečiojo algoritmo vykdymo trukmė ir spartinimo koeficientas.

Algoritmo efektyvumo tyrimo rezultatai pateikti 3.7 pav. Tyrimo metu parinktas DML mikrojuostelių plokščių diapazonas $W_{\max} - W_{\min} = 60$ gardelės žingsnių, tarpų tarp laidininkų diapazonas $S_{\max} - S_{\min} = 50$ gardelės žingsnių, sintezuojant DML leista pasirinkti vieną iš 3 dielektrikų tipų (1-ojo tipo dielektrinis pagrindas, $\epsilon_r = 6,0$; 2-ojo tipo pagrindas, $\epsilon_r = 9,8$; 3-ojo tipo pagrindas $\epsilon_r = 16,0$), kompiuterių skaičius telkinyje buvo didinamas nuo 1 iki 16 (vienas iš mazgų yra valdantis kompiuteris, kiti nuo 1 iki 15 – pavaldieji).

Algoritmo efektyvumo tyrimo rezultatai pateikti 3.7 pav. Tyrimo metu parinktas DML mikrojuostelių plokščių diapazonas $W_{\max} - W_{\min} = 60$ gardelės žingsnių, tarpų tarp laidininkų diapazonas $S_{\max} - S_{\min} = 50$ gardelės žingsnių, sintezuojant DML leista pasirinkti vieną iš 3 dielektrikų tipų (1-ojo tipo dielektrinis pagrindas, $\epsilon_r = 6,0$; 2-ojo tipo pagrindas, $\epsilon_r = 9,8$; 3-ojo tipo pagrindas $\epsilon_r = 16,0$), kompiuterių skaičius telkinyje buvo didinamas nuo 1 iki 16 (vienas iš mazgų yra valdantis kompiuteris, kiti nuo 1 iki 15 – pavaldieji).

3.7 pav. matyti, kad didinant mazgų skaičių kompiuterių telkinyje, DML sintezės trukmė proporcingai mažėja, atitinkamai didėja algoritmo spartinimo koeficientas. Taip pat matyti, kad didinant mazgų skaičių kompiuterių telkinyje, spartinimo koeficientas didėja tiesiškai ir dar neturi asimptotinio darbo režimo požymių. Esant 15 mazgų kompiuterių telkinyje spartinimo koeficiento vertė šiek tiek labiau padidėja, tai galima paaiškinti tuo, kad naudojamas heterogeninis kompiuterių telkinys ir pridėdant mazgų *MPICH2* programinę įrangą pateikia daugiau užduočių spartesniems mazgams negu lėtesniems.

3.7. pav. Lygiagrečiojo DML sintezės algoritmo veikimo trukmės (a) ir spartinimo koeficiento (b) priklausomybės nuo pavaldžiųjų mazgų skaičiaus kompiuterių telkinyje, kai 1 – $Z_0 = 50 \Omega$, 2 – $Z_0 = 75 \Omega$ ir 3 – $Z_0 = 120 \Omega$

Fig. 3.7. Execution time (a) and speedup coefficient (b) of the parallel algorithms versus number of cluster nodes, where 1 – $Z_0 = 50 \Omega$, 2 – $Z_0 = 75 \Omega$ and 3 – $Z_0 = 120 \Omega$

Padidinus pavaldžiųjų mazgų skaičių virš 15, sintezės uždavinys gali būti dar labiau paspartintas, nes esant 15 mazgams kiekvienam iš jų tenka analizuoti 4 skirtingus $W_{\max} - W_{\min}$ intervalus. Pridedant naujų mazgų kompiuterių telkinyje analizuojamų $W_{\max} - W_{\min}$ skaičius kiekviename mazge mažės ir spartinimo koeficientas turėtų didėti. Kai $W_{\max} - W_{\min} = 60$ gardelės žingsnių, pavaldžiųjų mazgų daugiausia gali būti 60.

3.3. Trečiojo skyriaus išvados

1. Pasiūlytas ir įgyvendintas užduoties lygiagretinimo principu grįstas lygiagretusis daugialaidžių mikrojuostelinių linijų (DML) analizės algoritmas. Pažymėtina, kad šis algoritmas gali būti įgyvendintas $2^n + 1$ kompiuterių telkinyje, čia n – DML sužadinimo būdų, atitinkančių tam tikrą normaliųjų bangų darbo režimą, skaičius.
2. Lygiagrečiajame analizės algoritme taikytinas bet koks DML matematinis modelis.
 - Lygiagretusis DML, sužadinamos sinfaziškai arba priešfaziškai, analizės algoritmas, taikant baigtinių skirtumų metodu grįstą matematinį modelį, buvo įgyvendintas penkių kompiuterių telkinyje.
 - Analizuojamos DML srities potencialų radimui panaudotas mažiausių kvadratų tiesinių lygčių sprendimo metodas leidžia išvengti ilgai trunkančių iteracinių skaičiavimų.
 - Siūlomas lygiagretusis algoritmas buvo patikrintas analizuojant 4-ių ir 5-ių mikrojuostelių DML. Patikros rezultatai skyrėsi nuo literatūroje skelbiamų mažiau negu 3 %. Pasiūlytas algoritmas leidžia sumažinti DML analizės trukmę iki 3,6 karto.
3. Pasiūlytas ir įgyvendintas duomenų lygiagretinimo principu grįstas lygiagretusis DML sintezės algoritmas. Pažymėtina, kad:
 - Lygiagrečiajame DML sintezės algoritme, siekiant sumažinti analizuojamos srities dydį ir tokiu būdu paspartinti skaičiavimus, gali būti pritaikytas periodinės DML modelis.
 - Lygiagretusis DML sintezės algoritmas įgyvendintas 16 mazgų kompiuterių heterogeniniame telkinyje (kompiuterių CPI – Intel® Pentium® 2,6 GHz ir Intel® Pentium® 2,8 GHz, operatyviosios atminties talpa atitinkamai 512 MB ir 1 GB, standžiųjų diskų kaupiklio talpa atitinkamai 40 GB ir 80 GB; operacinė sistema – Fedora 6, kompiuterių tinklas – Ethernet 100 Mb/s).
 - Tiriant įgyvendintą lygiagretųjį DML sintezės algoritmą nustatyta, kad sintezuotų DML charakteringasis impedansas skiriasi nuo nominalių verčių mažiau negu 1 %, o nuo impedanso, apskaičiuoto momentų metodu, mažiau negu 6 %. Charakteringojo impedanso verčių skirtumas sintezuo-

tos DML ir nominalios gali būti sumažintas mažinant analizuojamos srities gardelės žingsnį.

- Įgyvendinto lygiagrečiojo algoritmo efektyvumo tyrimo rezultatai parodė, kad DML sintezės trukmė mažėja didinant mazgų skaičių kompiuterių telkinyje ir, kai mazgų telkinyje buvo 16 DML sintezė truko vos 4 min. Sintezės trukmė gali būti mažinama didinant kompiuterių skaičių iki N – keičiamų konstrukcinių parametrų didžiausio ruožo dydžio.
- Nustatyta, kad, kol mazgų skaičius p kompiuterių telkinyje neviršija 16, lygiagrečiojo algoritmo spartinimo koeficientas S_p didėja tiesiškai ir, kai $p = 16$, $S_p = 16,82$. Tiesinė spartinimo koeficiento priklausomybė rodo, kad asimptotinis darbo režimas dar nepasiektas ir tolimesnis mazgų skaičiaus telkinyje didinimas atitinkamai turėtų mažinti sintezės trukmę.

Lygiagrečioji vėlinimo trukmės apskaičiavimo metodika

Šiame skyriuje siūloma lygiagrečioji meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų (MMVL) vėlinimo trukmės dažninės priklausomybės apskaičiavimo metodika. Ankstesniuose skyriuose buvo pateikti daugialaidžių mikrojuostelinių linijų (DML) modeliai, kurių analizės parametrai naudojami modeliuojant MMVL. Pirmame poskyryje aptariami MMVL analizės principai. Antrame išnagrinėti dispersinės lygties skaitinio sprendimo algoritmai. Trečiame poskyryje pristatyta lygiagrečioji MMVL analizės metodika, o ketvirtame – pateikti įgyvendintos metodikos tyrimo rezultatai.

Skyriaus tematika paskelbti du autoriaus straipsniai (Pomarnacki *et al.* 2009; Pomarnacki 2010).

4.1. Meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų analizė

Supaprastintas MMVL konstrukcijos pavyzdys pateiktas 4.1 pav. Pagrindiniai MMVL elektriniai parametrai ir charakteristikos yra šie: vėlinimo trukmė

esant žemesiems dažniams t_v , charakteringasis impedansas esant žemesiems dažniams Z_0 , praleidžiamųjų dažnių juosta ΔF , vėlinimo trukmės priklausomybė nuo dažnio $t_v(f)$ ir charakteringojo impedanso priklausomybė nuo dažnio $Z_0(f)$. Vėlinimo trukmės priklausomybė nuo dažnio nustatoma iš atitinkamos meandrinės lėtinimo sistemos dispersinės charakteristikos – lėtinimo koeficiento priklausomybė nuo dažnio:

$$k_L(f) = \frac{\theta}{\beta_0 L}, \text{ kai } f = \frac{c_0 \beta_0}{2\pi}, \quad (4.1)$$

čia $\beta_0 = \omega / c_0$ – elektromagnetinės bangos fazės koeficientas vakuume; θ – įtampų tarp gretimų meandro mikrojuostelių fazių skirtumas; $L = W + S$ – meandro mikrojuostelių išdėstymo žingsnis; c_0 – elektromagnetinės bangos fazinis greitis vakuume.

$$t_v = \frac{L \cdot N - S}{c_0} \cdot k_L(f), \quad (4.2)$$

čia N – meandrinio laidininko pakopų skaičius analizuojamoje vėlinimo linijoje.

4.1 pav. Meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos konstrukcija: 1 – meandrinis mikrojuostelinis laidininkas; 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – ištininis ekranas
Fig. 4.1. Design of the meander microstrip delay line: 1 – meander microstrip conductor; 2 – dielectric substrate; 3 – shield

MMVL dispersinė lygtis (Gurskas *et al.* 2010) apibūdina sąryšį tarp elektromagnetinės bangos fazės koeficientų vakuume ir nagrinėjamoje MMVL. Kiekvienam pasirinktam β_0 turi būti rasta atitinkama θ vertė, taigi, dispersinės lygties sprendinio paieškai tenka taikyti skaitinius metodus. Žinant β_0 ir θ vertes galima apskaičiuoti kitus MMVL elektrinius parametrus: fazės vėlinimo trukmę t_v ir charakteringąjį impedansą Z_0 .

Analizuojant MMVL, siekiama apskaičiuoti lėtinimo koeficientą ir įvesties impedansą. Šiuo atveju labai svarbu, tačiau ir labai sudėtinga surasti funkciją $\theta = f(\beta_0)$. Šios problemos praktiškai neįmanoma išspręsti be kompiuterio. Todėl yra sukurta nemažai programų, skirtų apskaičiuoti MMVL lėtinimo koeficiento ir charakteringojo impedanso dažnines charakteristikas (Gurskas *et al.* 2002). Tipinis tokios programos algoritmas pateiktas 4.2 pav.

Algoritmas gali būti išskaidytas į dvi dalis: DML, kurios skersiniai konstrukciniai parametrai atitinka analizuojamą MMVL, elektrinių parametrų apskaičiavimas, esant lyginiam ir nelyginiam DML sužadimui (1 ir 2 žingsniai); ir MMVL dažninių charakteristikų apskaičiavimas (3–7 žingsniai).

MMVL dispersinę lygtį galima išreikšti tokia forma (Гурскас 1991):

$$D_c D_\pi = 0, \quad (4.3)$$

čia

$$D_c = Y(\theta) \tan(\beta_c A) - Y(\theta + \pi) \tan^2 \theta / 2, \quad (4.4)$$

$$D_\pi = Y(\theta) \cot(\beta_c A) - Y(\theta + \pi) \tan(\beta_\pi A) \tan^2 \theta / 2, \quad (4.5)$$

čia $Y(\theta)$ ir $Y(\theta + \pi)$, $\beta_c = \omega / c_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{ref}}(\theta)}$ ir $\beta_\pi = \omega / c_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{ref}}(\theta + \pi)}$, $\varepsilon_{\text{ref}}(\theta)$ ir $\varepsilon_{\text{ref}}(\theta + \pi)$, bei A – atitinkamai yra DML banginiai laidžiai, fazės koeficientai ir santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos, esant lyginiam ir nelyginiam DML sužadimui, ir MMVL meandro aukštis. MMVL dispersinės lygties sprendinio paieškai taikytini funkcijos ekstremumo paieškos metodai. Funkcijos (4.3) ekstremumo paieška yra daugiažingsnis procesas, todėl 4.2 pav. pateikto algoritmo 4 žingsnis reikalauja daug laiko resursų. Tai tampa ypač aktualu sintezuojant MMVL konstrukciją.

4.2 pav. Tipinis MMVL dažninių charakteristikų apskaičiavimo algoritmas
Fig. 4.2. Typical algorithm of MDML frequency characteristics calculation

Dispersinės lygties (4.3) sprendinių pasiskirstymui surasti reikia lygtį šiek tiek pertvarkyti – jos kairiąją pusę perkelti į dešinę ir perrašyti funkcijos pavidalu. Šios funkcijos argumento vertė atitiks ieškomą lygties sprendinį, kai pati funkcija lygi nuliui:

$$g(\theta) = D_c D_\pi = 0. \quad (4.6)$$

Sprendžiant (4.6) lygtį turi būti pasirinktas dažnis $f = \text{const}$, o fazės vertė θ yra keičiama. Tokio skaičiavimo rezultato pavyzdys pateiktas 4.3 pav.

4.3 pav. Dispersinės lygties sprendinio verčių pasiskirstymas

Fig. 4.3. Results of the dispersion equation solution

4.4 pav. Dispersinės lygties sprendinio absoliučiosios vertės

Fig. 4.4. Absolute values of the dispersion equation solution

4.3 pav. matyti, kad didėjant fazei θ , funkcijos (4.6) vertės kinta iš teigiamų į neigiamas, kertant nulinį lygį. Pakeitus funkcijos (4.6) vertes absoliučiomis, gaunamas 4.4 pav. pateiktas grafikas.

Iš 4.4 pav. matyti, kad dispersinės lygties funkcija (4.6) visada turi nuliui lygų sprendinį. Taigi, dispersinės lygties sprendimui galima naudoti funkcijos ekstremumo paieškos metodus. Kuriant lygiagrečiąją MMVL vėlinimo trukmės apskaičiavimo metodiką buvo įgyvendinti ir išbandyti keturi, dispersinės lygties sprendinio paieškai taikytini metodai: skiltinio artėjimo, „dichotominis“, „auksinio pjūvio“ ir „stygų“ metodai (Teukolsky 1999; Kelley 1999; Вержбицкий 2001). Nagrinėjant šiuos metodus kaip įvesties duomenys taikomi MMVL pa-

rametrai, kurie apskaičiuoti taikant analogiškos konstrukcijos DML modelį: charakteringasis impedansas esant lyginiam ir nelyginiam daugialaidės linijos sužaditimui $Z_{0L,N}$. Dispersinės lygties sprendinio paieškai taip pat reikia įvesti meandrinio laidininko aukštį $2A$ (4.1 pav.) ir analizuojamo dažnio vertę f .

4.2. Dispersinės lygties sprendimo algoritmai

Šiame poskyryje pateiksime skiltinio artėjimo, „dichotominį“, „auksinio pjūvio“ ir „stygų“ metodais grįstus dispersinės lygties sprendinio paieškos algoritmus.

Pirmasis dispersinės lygties sprendimo algoritmas, grįstas skiltinio artėjimo metodu (Teukolsky 1999), pateiktas 4.5 pav. Algoritmą sudaro 6 žingsniai:

1. Įvedami DML charakteringasis impedansas esant lyginiam ir nelyginiam linijos sužaditimui $Z_{0L,N}$, pradinė fazės vertė θ_0 , fazės kitimo žingsnis $\Delta\theta$, meandrinio laidininko aukštis $2A$ ir analizuojamo dažnio vertė f , didžiausia leistina skaičiavimų paklaida δ . Pažymėtina, kad visuose nagrinėjamuose algoritmuose iš esmės taikomi tie patys pradiniai duomenys, taigi, kituose algoritmų aprašymuose jų nebevardinsime.
2. Apskaičiuojama dispersinė lygtis $g(\theta_0) = D_c D_\pi$. Nustatoma kad $G = g(\theta_n)$, apskaičiuojama sekanti fazės vertė $\theta_{n+1} = \theta_n + \Delta\theta$, o taip pat apskaičiuojama sekanti dispersinės lygties vertė $g(\theta_{n+1}) = g(\theta_n)$.
3. Tikrinama sąlyga $G < g(\theta_{n+1})$. Jeigu sąlyga yra tenkinama – grįžtama ties 2-uoju žingsniu, jeigu netenkinama – pereinama ties 4-uoju žingsniu.
4. Tikrinama sąlyga $|\Delta\theta| > \delta/4$, čia δ – leistinas skaičiavimų nuokrypis. Jeigu sąlyga tenkinama – pereinama ties 5-uoju žingsniu, jeigu netenkinama – pereinama ties 6-uoju žingsniu.
5. Apskaičiuojamas mažesnis fazės kitimo žingsnis $\Delta\theta = -\Delta\theta/4$ ir grįžtama ties 2-uoju žingsniu, taip kartojant paiešką.
6. Rezultato paieška yra sustabdoma ir rezultatas $\theta(f)$ yra išsaugojamas ir vaizduojamas.

4.5 pav. Skiltinio artėjimo metodu grįstas dispersinės lygties sprendimo algoritmas
Fig. 4.5. Dispersion equation solving algorithm based on the consecutive approach search method

Antrasis dispersinės lygties sprendimo, grįstas „dichotominiu“ metodu (Teukolsky 1999). Pagal šį metodą privaloma nurodyti dispersinės lygties sprendinio paieškos ribas $[b - a]$. Algoritmas pateiktas 4.6 pav., jį sudaro 8 žingsniai:

1. Įvedami pradiniai DML parametrai, o taip pat papildomai įvedama dispersinės lygties sprendinio paieškos riba $[b - a]$.
2. Tikrinama sąlyga $[b - a] < 2\delta$. Jeigu sąlyga tenkinama – pereinama ties 8 žingsniu, jeigu sąlyga netenkinama pereinama ties 3-uoju žingsniu.
3. Paieškos ruožas $[b - a]$ dalinamas pusiau ir apskaičiuojamos dvi papildomos θ_1 ir θ_2 vertės, $\theta = (b + a)/2$ vertės atžvilgiu: $\theta = (b + a + \delta)/2$ ir $\theta = (b + a - \delta)/2$.
4. Pagal gautas θ_1 ir θ_2 atitinkamai apskaičiuojamos dispersinės lygties $g(\theta_1)$ ir $g(\theta_2)$ vertės.
5. Tikrinama sąlyga $g(\theta_1) > g(\theta_2)$.

4.6 pav. „Dichotominiu“ metodu grįstas dispersinės lygties sprendimo algoritmas
Fig. 4.6. Dispersion equation solving algorithm based on the dichotomies search method

6. Jeigu sąlyga 5-ame žingsnyje tenkinama – priskiriama $b = \theta_2$ ir grįžtama ties 2-uoju žingsniu.
7. Jeigu sąlyga 5-ame žingsnyje netenkinama – priskiriama $a = \theta_1$ ir grįžtama ties 2-uoju žingsniu.
8. Jeigu 2-ame žingsnyje sąlyga tenkinama, dispersinės lygties sprendinio paieška yra baigiama ir fazės vertė $\theta = (b - a)/2$ yra išsaugojama ir vaizduojama.

Dispersinės lygties sprendimo, grįsto „auksinio pjūvio“ metodu (Teukolsky 1999), algoritmas pateiktas 4.7 pav.

Pagal šį metodą taip pat yra taikomas lygties sprendinio paieškos intervalas, kuris iteraciškai skaidomas pusiau. Šiuo atveju pagal „auksinio pjūvio“ metodą skaičiuojama tik viena dispersinės lygties funkcijos vertė intervalui $(b - a)$ nustatyti ir susiaurinti. Šio metodo algoritmą sudaro 7 žingsniai:

1. Įvedami pradiniai DML parametrai, be to, apskaičiuojamas intervalo dalinimo koeficientas k .
2. Apskaičiuojamos pagalbinės vertės $\theta_1 = a + (1 - k)(b - a)$ ir $\theta_2 = a + k(b - a)$, bei šias vertes atitinkančias dvi dispersinės lygties funkcijos vertes $g(\theta_1)$ ir $g(\theta_2)$.
3. Tikrinama sąlyga $|\theta_2 - \theta_1| < \delta$, jeigu ji tenkinama, tuomet apskaičiuojama fazės vertė $\theta = (\theta_1 + \theta_2) / 2$ ir rezultatas yra vaizduojamas bei saugojamas ties 7-tuoju žingsniu. Jeigu sąlyga netenkinama – pereinama ties 4-uoju žingsniu.
4. Tikrinama sąlyga $g(\theta_1) < g(\theta_2)$. Jeigu ji tenkinama – pereinama ties 5-uoju žingsniu. Jeigu tenkinama kita sąlyga t. y. $g(\theta_1) \geq g(\theta_2)$ – pereinama ties 6-uoju žingsniu.
5. Priskiriamos naujos vertės $a = \theta_1$, $\theta_1 = \theta_2$, $g(\theta_1) = g(\theta_2)$ ir pereinama ties 2-uoju žingsniu.

4.7 pav. „Auksinio pjūvio“ metodu grįstas dispersinės lygties sprendimo algoritmas
Fig. 4.7. Dispersion equation solving algorithm based on the golden section search method

6. Priskiriamos naujos vertės $b = \theta_2$, $\theta_2 = \theta_1$, $g(\theta_2) = g(\theta_1)$ ir grįžtama ties 2-uoju žingsniu.
7. Vaizduojama ir išsaugojama apskaičiuota $\theta(f)$ vertė.

Paskutinyasis iš aptariamų MMVL dispersinės lygties sprendimo metodų yra „stygų“ metodas (Вержбицкий 2001). Šis metodas panašus į nuosekliojo artėjimo metodą, tačiau pagal jį dispersinės lygties funkcija (4.6) yra skaičiuojama du kartus. Panaudotos pradinės pasirinktosios fazės vertės ir apskaičiuotos pagal jas funkcijos vertės taikomos kitai fazės vertei apskaičiuoti. MMVL dispersinės lygties sprendimo algoritmą, pagal „stygų“ metodą sudaro 5 žingsniai (4.8 pav.):

1. Įvedami pradiniai MMVL analizės parametrai.
2. Algoritmą vykdant pirmą kartą $g(\theta_0)$ ir $g(\theta_1)$ apskaičiuojamos pagal priimtas pradines fazės vertes θ_0 ir θ_1 . Algoritmą vykdant, kai $i \geq 2$, $g(\theta_{i-2})$ ir $g(\theta_{i-1})$ apskaičiuojamos pagal ankstesniuose cikluose gautas fazės vertes θ_{i-2} ir θ_{i-1} .
3. Tikrinama sąlyga $g(\theta_{i-1}) < \delta$. Jeigu ji tenkinama – pereinama ties 5-uoju žingsniu, jeigu netenkinama – pereinama ties 4-uoju žingsniu.

4.8 pav. „Stygų“ metodu grįstas dispersinės lygties sprendimo algoritmas
Fig. 4.8. Dispersion equation solving algorithm based on the chord search method

4. Apskaičiuojama nauja fazės vertė pagal išraišką $g(\theta_{i+n}) = (f_{i-1} \cdot \theta_{i-2} - f_{i-2} \cdot \theta_{i-1}) / (f_{i-1} - f_{i-2})$, be to priskiriamos naujos vertės $\theta_{i-2} = \theta_{i-1}$, $\theta_{i-1} = \theta_{i+n}$, bei $f_{i-2} = f_{i-1}$ ir grįžtama ties 2-uoju žingsniu.
5. Apskaičiuota $\theta(f)$ vertė vaizduojama ir išsaugojama.

Nagrinėjant įgyvendintų algoritmų veikimą pastebėta, kad dispersinės lygties sprendinio radimas konkrečiam dažniui trunka mažiau nei 10^{-6} s (kompiuterio CPI – Intel® Pentium® 1,7 GHz, pagrindinės atminties talpa – 256 MB, standžiųjų diskų talpa – 40 GB, operacinė sistema – Fedora 6) taigi, pagal kurią algoritmą lygtis sprendžiama sparčiau galima nustatyti tik analizuojant pakankamai platų dažnių ruožą. Šiuo tikslu visuose algoritmuose reikėtų sudaryti `for` ciklą dažnio vertei keisti, bei išsaugoti kiekvieną apskaičiuotą vertę $\theta(f)$. Dispersinės lygties 10^6 dažnio taškų skaičiavimo trukmės, taikant įvairius ekstremumų paieškos algoritmus, pateiktos 4.1 lentelėje.

4.1 lentelė. Dispersinės lygties sprendinių paieškos algoritmų vykdymo trukmė*

Table 4.1. Execution time of algorithms of search of dispersion equation solutions*

Paieškos metodas	Vykdymo trukmė, s
Skiltinio artėjimo	80,55
Dichotominis	75,41
Auksinio pjūvio	196,90
Stygų	73,51

* CPI – Intel® Pentium® 1,7 GHz, pagrindinės atminties talpa – 256 MB, standžiųjų diskų talpa – 40 GB, operacinė sistema – Fedora 6.

Iš 4.1 lentelės matyti, kad sparčiausias dispersinės lygties paieškos algoritmas yra algoritmas grįstas „stygų“ metodu. Jis beveik 2,6 karto spartesnis už „auksinio pjūvio“ metodu grįstą algoritmą. 4.1 lentelėje taip pat matyti, kad dispersinės lygties sprendinio paieškos trukmė absoliučiu dydžiu, taikant įvairius ekstremumų paieškos algoritmus, nėra labai didelė ir vykdymo trukmės skirtumas, tarkime, tarp algoritmų, grįstų „dichotominiu“ ir „stygų“ metodais, sudaro vos 2,6 %. Tačiau dar labiau padidinus analizuojamų dažnio taškų skaičių turėtų atitinkamai išryškėti ir skirtumas tarp minėtų algoritmų vykdymo trukmės.

4.3. Lygiagrečioji meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos analizės metodika

Tikslioms MMVL charakteristikoms gauti jų analizė vykdoma plačiame dažnių ruože. Siekiant sumažinti skaičiavimo trukmę, racionalu būtų dispersinės lygties sprendinio dažnio taškus f paskirstyti tarp kompiuterių telkinio mazgų. Šiuo atveju kiekvienas mazgas turėtų lokalųjį dažnio taškų intervalą Δf_i , kuria-
me būtų ieškomos fazės vėlinimo trukmės ir apskaičiuojami kiti MMVL para-
metrai. Dispersinės lygties sprendimo kompiuterių telkinyje algoritmas pateiktas 4.9 pav.

4.9 pav. Lygiagretusis MMVL dažninių charakteristikų apskaičiavimo algoritmas
Fig. 4.9. Algorithm of calculation of frequency characteristics of MMDL using the parallel system

Algoritme pritaikyta „valdantysis-pavaldusis“ (angl. *master-slave*) programavimo paradigma (Almeida 2004). Algoritmą sudaro 7 žingsniai:

1. Įvedami konstrukciniai MMVL parametrai: pagrindo dielektrinė skvarba ϵ_r ir jo storis h ; meandro mikrojuostelių plotis W ir tarpas tarp jų S ; meandro mikrojuostelių aukštis $2A$ ir nagrinėjamas dažnių intervalas ΔF .
2. Apskaičiuojami DML elektriniai parametrai esant lyginiam ir nelyginiam linijos sužaditimui.
3. Analizuojamas dažnių intervalas ΔF dalinamas į lokaliuosius dažnių intervalus $\Delta f = \Delta F/p$; čia p – kompiuterių telkinio mazgų skaičius.
4. Kiekvieno lokaliajo dažnių intervalo Δf_i pradžia, pabaiga ir dažnio žingsnis nusiunčiami kiekvienam telkinio mazgui.
5. Kiekviename mazge (pavaldžiajame kompiuteryje) atliekama dispersinės lygties sprendinio paieška ir fazės vėlinimo trukmės apskaičiavimas nurodytame lokaliajame dažnių ruože. Gaunami rezultatai yra išsaugojami ir persiunčiami valdančiajam mazgui. Šiuo žingsniu galima taikyti bet kurį iš anksčiau aptartų dispersinės lygties sprendinio paieškos metodų.
6. Valdantysis mazgas surūšiuoja iš pavaldžiųjų mazgų gautus analizės rezultatus atsižvelgiant į analizuojamo dažnio intervalo ΔF vientisumą.
7. Visi apskaičiuoti MMVL analizės parametrai yra išsaugojami ir vaizduojami.

4.4. Lygiagrečiosios meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų dažninių charakteristikų apskaičiavimo metodikos tyrimas

Siūloma lygiagrečioji metodika tirta dviem aspektais. Pirma, patikrintas MMVL matematinio modelio adekvatumas ir dispersinės lygties sprendimo tikslumas. Antra, ištirtas lygiagrečiojo MMVL dažninių charakteristikų apskaičiavimo algoritmo efektyvumas.

Tikrinant MMVL matematinio modelio adekvatumą ir dispersinės lygties sprendimo tikslumą buvo apskaičiuota MMVL vėlinimo trukmės dažninė priklausomybė pagal siūlomą metodiką ir palyginta su priklausomybėmis pateiktomis (Gurskas *et al.* 2010) darbe ir gautais naudojant programinę įrangą Sonnet®. Analizuojamos MMVL parametrai pateikti 4.2 lentelėje, vėlinimo trukmės dažninės priklausomybės – 4.10 pav.

4.10 pav. Vėlinimo trukmės priklausomybės nuo dažnio, čia 1 – priklausomybė, gauta taikant siūlomą sintezės metodiką; 2 – priklausomybė pateikta (Gurskas *et al.* 2010) darbe; 3 – priklausomybė, gauta naudojant Sonnet® programinę įrangą

Fig. 4.10. Time delay frequency response, where 1 – response, received using proposed technique; 2 – response, received from (Gurskas *et al.* 2010) article; 3 – response, received using Sonnet® software

4.10 pav. pateiktuose grafikuose matyti, kad didžiausias skirtumas tarp priklausomybės, apskaičiuotos pagal siūlomą metodiką, ir pateiktos (Gurskas *et al.* 2010) darbe bei gautos naudojant Sonnet® programinę įrangą siekia vos 10 %.

4.2 lentelė. Analizuojamos MMVL konstrukciniai parametrai

Tabale 4.2. Construction parameters of the analysed MMDL

ε_r	h , mm	W , mm	S , mm	Meandrinio laidininko mikrojuostelių skaičius
9,8	0,50	0,65	0,35	55

Įvertinant tai, kad (Gurskas *et al.* 2010) naudojamas hibridinis analizės metodas, grįstas momentų ir sklaidos matricių metodais, o Sonnet® įranga grįsta modifikuotu momentų metodu, darytina išvada, kad siūlomos metodikos neapibrėžtis yra pakankamai maža dydžio, kad būtų naudojama inžinerinėje praktikoje.

Lygiagrečiojo MMVL dažninių charakteristikų apskaičiavimo algoritmo (4.9 pav.) efektyvumo tyrimui algoritmas buvo įgyvendintas MPICH2 homogeniniame kompiuterių telkinyje (MPICH2 2011), naudojant nuo 1 iki 8 kompiuterių (kompiuterio CPI – Pentium™ 4, 1,7 GHz; pagrindinės atminties talpa – 512 MB; operacinė sistema – Fedora 6; kompiuterių tinklas – Ethernet 1 Gb/s).

Siekiant nustatyti kompiuterių telkinio našumą eksperimento metu mazgų (pavaldžiųjų kompiuterių) skaičius buvo didinamas nuo 1 iki 8. Bandymams, ieškant dispersinės lygties sprendinio, buvo taikomas „stygų“ metodas ir skaičiuojama MMVL dispersinė charakteristika, t. y. fazės lėtinimo koeficiento priklausomybė nuo dažnio 10^6 taškų. Gauti skaičiavimo trukmės rezultatai, esant įvairiam kompiuterių telkinio mazgų skaičiui, pateikti 4.3 lentelėje ir 4.11 grafikuose.

4.11 pav. Lygiagrečiojo MMVL dažninių charakteristikų apskaičiavimo algoritmo našumas: *a* – spartos pokyčio grafikas; *b* – spartinimo koeficiento grafikas, čia 1 – siūlomo algoritmo spartinimo koeficientas; 2 – idealus atvejis, kai spartinimo koeficientas lygus mazgų skaičiui; *c* – algoritmo efektyvumo koeficiento grafikas

Fig. 4.11. The frequency response of the MMDL parallel algorithm effectiveness: *a* – scalability; *b* – scalability of the algorithm; *c* – effectiveness of the algorithm

4.3 lentelė. Lygiagrečiojo MMVL dispersinės charakteristikos apskaičiavimo algoritmo efektyvumo parametrai

Table 4.3. Execution time of parallel algorithm

Algoritmo efektyvumo parametrai	Mazgų skaičius				
	1	2	3	4	8
Vykdymo trukmė, s	73,51	52,81	36,50	30,63	18,89
ΔS_p , %	–	39,2	101,4	140,0	289,1
S_p	1	1,39	2,01	2,40	3,89
E_p	1	0,70	0,67	0,60	0,49

4.3 lentelėje $\Delta S_p = \left[(t_1 - t_p) / t_p \right] \cdot 100\%$ – lygiagrečiojo algoritmo spartos pokytis, algoritmo spartinimo koeficientas S_p ir efektyvumas E_p apskaičiuojamas atitinkamai pagal (3.3) ir (3.5) išraiškas.

4.3 lentelėje ir 4.11 pav. matyti, kad naudojant pasiūlytą algoritmą skaičiavimo trukmė mažėja, didėjant kompiuterių telkinyje skaičiui. Pastebėtina, kad, padidinus mazgų skaičių dvigubai, skaičiavimų trukmė sumažėja maždaug 40 %. 4.11 pav. *b* grafike matyti, kad spartinimo koeficientas didėja tiesiškai, tai nutiko dėl to, kad vykdant skaičiavimus mazgų kompiuterių telkinyje naudojama mažai. Didinant mazgų skaičių kompiuterių telkinyje grafikas turėtų lėtėti ir pasiekti asimptotinį darbo režimą. 4.11 pav. *c* grafikas artėja ties vieneto verte, tai rodo, kad siūlomo algoritmo efektyvumas, didinant mazgų skaičių telkinyje, mažėja t. y. didinant mazgų skaičių skaičiavimo trukmės mažėjimas lėtėja. Taigi, siūlomas algoritmas gali būti vykdomas kompiuterių telkinyje, sudarytame iš daugiau negu 8 kompiuterių, tačiau jo efektyvumas praktiškai nesikeis.

4.5. Ketvirtojo skyriaus išvados

1. Išnagrinėti meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos (MMVL) dispersinės lygties sprendimo būdai. Dispersinės lygties sprendinys taikomas MMVL fazės vėlinimo trukmės ir kitoms elektrinėms charakteristikoms apskaičiuoti.
2. Aptarti ir įgyvendinti keturi dispersinės lygties sprendimo metodai – skiltinio artėjimo, „dichotominis“, „auksinio pjūvio“ ir „stygu“:
 - a) atlikus eksperimentinius skaičiavimus esant 10^6 dažnio taškų, sparčiausiu algoritmu pripažintas algoritmas, grįstas „stygu“ metodu – skaičiavimai pagal jį truko 73,51 s (kompiuterio CPI – Pentium™ 4,

- 1,7 GHz; pagrindinės atminties talpa – 512 MB; operacinė sistema – Fedora 6).
- b) ilgiausiai dispersinė lygtis sprendžiama pagal algoritmą, grįstą „auksinio pjūvio“ metodu, analogiškai skaičiavimai šiuo atveju truko 2,6 karto ilgiau.
3. Pasiūlytas ir įgyvendintas lygiagretusis MMVL dispersinės lygties sprendimo algoritmas, grįstas „stygu“ sprendinio paieškos metodu.
- a) MMVL matematinio modelio adekvatumo tikrinimas rodo jo tinkamumą inžineriniams skaičiavimams – vėlinimo trukmės dažninių priklausomybių, apskaičiuotų pagal siūlomą algoritmą ir gautų naudojant Sonnet[®] programinę įrangą bei skelbtų kitų tyrėjų, santykinis skirtumas neviršija 10 %.
- b) siūlomas lygiagretusis algoritmas, įgyvendintas aštuonių kompiuterių telkinyje, beveik 4 kartus paspartina vėlinimo trukmės dažninės priklausomybės apskaičiavimą lyginant su skaičiavimais, atliktais viename kompiuteryje.

Lygiagrečioji meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų sintezė

Šiame skyriuje nagrinėjama meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų (MMVL) sintezės metodika. Bendruoju atveju elektroninio įtaiso sintezės procese iteraciškai kartojasi įtaiso matematinio modelio analizės ir įtaiso konstrukcinių parametrų optimizavimo etapai. Siūlomoje metodikoje naudojamas MMVL matematinis modelis, grįstas atitinkamo skerspjūvio daugialaide mikrojuosteline linija (DML), papildytas MMVL atitinkančiomis ribinėmis sąlygomis ir disperse lygtimi, siejančia analizuojamo dažnio vertę ir fazių skirtumą tarp įtampų gretimose meandrinio laidininko mikrojuostelėse.

Svarbiausieji MMVL elektriniai parametrai – charakteringasis impedansas, vėlinimo trukmė ir praleidžiamųjų dažnių juosta, todėl siūlomą MMVL sintezės metodiką sudaro iteraciškai besikartojantys siekiamų charakteringojo impedanso, vėlinimo trukmės ir praleidžiamųjų dažnių juostos paieškos etapai.

Nurodyto charakteringojo impedanso DML sintezės metodika aprašyta 3 skyriuje, MMVL konstrukcija pateikta 4 skyriuje.

Skyrių sudaro du poskyriai ir išvados. Pirmame poskyryje pateikiami siūlomi lygiagrečiosios sintezės algoritmai ir aptariamas jų veikimas. Antrame po-

skyryje pateikiami lygiagrečiųjų algoritmų patikros ir tyrimų rezultatai. Pabaigoje formuluojamos skyriaus išvados.

Skyriaus medžiaga buvo pristatyta konferencijose: „Elektronika ir elektrotechnika 2011“ ir „Electronics‘ 2011“.

5.1. Meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės algoritmai

Svarbiausias etapas lygiagrečiosios MMVL sintezės algoritmuose – analizuojamų konstrukcinių parametų ruožo sudarymas kompiuterių telkiniui. Gerai žinomas tolygus parametų paskirstymas telkinio mazgams su skiltiniu artėjimu ties ieškoma verte. Tačiau patrauklus, žadantis spartesnę sintezės procedūrą, yra ir atsitiktinės paieškos algoritmas, grįstas Monte Karlo metodu. Siekiant sukurti efektyvią MMVL lygiagrečiosios sintezės metodiką buvo sudaryti, įgyvendinti ir išbandyti keturi sintezės algoritmai: grįsti Monte Karlo ir skiltinio artėjimo metodais.

5.1.1. Monte Karlo metodu grįsti meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės algoritmai

Projektuojant MMVL, dydžiais, ribojančiais sintezę gali būti arba linijos matmenys, arba meandrinio laidininko vėlinimo trukmės žingsnis. Taigi, sintezuojant MMVL būtina arba riboti meandrinio laidininko ilgį l_m t. y. kontroliuoti linijos matmenis, arba fiksuoti meandrinio laidininko pakopų skaičių N tokiu būdu užtikrinant nustatytą vėlinimo žingsnį. Atitinkamai galimi du MMVL sintezės algoritmai: *pirmojo tipo* – kuomet fiksuojamas meandrinio laidininko pakopų skaičius N , ir *antrojo tipo* – kuomet ribojamas meandrinio laidininko ilgis l_m .

Pirmojo tipo, Monte Karlo metodu grįstas, MMVL lygiagrečiosios sintezės algoritmas

Sintezės algoritmas, grįstas Monte Karlo metodu, esant fiksuotam meandrinio laidininko pakopų skaičiui N , pateiktas 5.1 pav. Algoritmą sudaro 13 žingsnių:

1. Nustatomi pradiniai MMVL analizės parametrai (dielektrinio pagrindo storis h ir santykinė dielektrinė skvarba ϵ_r , laidininkų ir analizuojamos srities potencialai ϕ), konstrukcinių parametų keitimo ruožai (mažiausias ir didžiausias meandrinio laidininko mikrojuostelių plotis $W_{\min}$ ir $W_{\max}$,

- mažiausias ir didžiausias tarpas tarp mikrojuostelių $S_{\min}$ ir $S_{\max}$, mažiausias ir didžiausias meandrinio laidininko aukštis $2A_{\min}$ ir $2A_{\max}$), sintezuojamos linijos nominalios elektrinių parametrų vertės (charakteringasis impedansas $Z_{0\text{nom}}$, vėlinimo trukmė t_{vnom} , praleidžiamųjų dažnių juosta ΔF_{nom}) ir leistini nominalių elektrinių parametrų nuokrypiai: δ_Z – charakteringojo impedanso, δ_t – vėlinimo trukmės, $\delta_{\Delta F}$ – praleidžiamųjų dažnių juostos.
2. Pagal tolygaus pasiskirstymo dėsnį atsitiktiniu būdu generuojamos mikrojuostelių pločių vertės $W_i^{(P)}$, kurios parenkamos iš ruožo $(W_{\max} - W_{\min})$. Generuojamų verčių skaičius atitinka kompiuterių telkinyje procesų skaičių P , kuris nurodamas aktyvuojant algoritmą.
 3. Valdantysis telkinio mazgas paskirsto sugeneruotas $W_i^{(P)}$ vertes pavaldiesiems mazgams. Visi telkinio mazgai atlieka charakteringojo impedanso $Z_{0i}^{(P)}$ apskaičiavimą. Apskaičiavus $Z_{0i}^{(P)}$, atliekamas šių verčių gražinimas valdančiajam mazgui, kur jos grupuojamos į bendrą masyvą $[Z_{0i}^{(P)}]$.
 4. Masyve $[Z_{0i}^{(P)}]$ atliekama charakteringojo impedanso, artimiausio $Z_{0\text{nom}}$ paieška. Jeigu tenkinama sąlyga $\min[\delta(Z_{0i})] \leq \delta_Z$, čia $\delta(Z_{0i}) = (Z_{0i}^{(P)} - Z_{0\text{nom}}) / Z_{0\text{nom}}$ i -osios apskaičiuotos ir nominalios charakteringojo impedanso verčių santykinis skirtumas – pereinama ties 6 žingsniu. Jeigu sąlyga $\min[\delta(Z_{0i})] \leq \delta_Z$ netenkinama – pereinama ties 5 žingsniu.
 5. Kuomet surastoji artimiausia charakteringojo impedanso vertė netenkina leistino nuokrypio (t. y. $\min[\delta(Z_{0i})] \leq \delta_Z$), pagal normaliojo pasiskirstymo dėsnį generuojamos naujos $W_i^{(P)}$ vertės:

$$f(W_i^{(P)}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_W^2}} \cdot \exp\left(-\frac{(W_i^{(P)} - W_\mu)^2}{2\sigma_W^2}\right), \quad (5.1)$$

čia $W_i^{(P)}$ – nauja generuojama vertė; W_μ – mikrojuostelės, atitinkančios artimiausią apskaičiuotą charakteringojo impedanso vertę nominaliai ver-

tei, plotis; σ_W – nuokrypis nuo W_μ vertės. Pereinama ties 3 žingsniu, taip kartojant skaičiavimus tol, kol nebus rasta $Z_{0i}^{(P)}$ vertė, tenkinanti $\min[\delta(Z_{0i})] \leq \delta_Z$ sąlygą.

5.1 pav. Lygiagretusis meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų sintezės algoritmas, grįstas Monte Karlo metodu, esant fiksuotam laidininkų pakopų skaičiui

Fig 5.1. Parallel algorithm of synthesis of the microstrip meander delay line, based on Monte Carlo method with fixed conductors step number

6. Pagal tolygaus pasiskirstymo dėsnį atsitiktiniu būdu generuojamos meandrinio laidininko aukščio vertės $2A_i^{(P)}$, kurios parenkamos iš ruožo $(2A_{\max} - 2A_{\min})$. Generuojamų verčių skaičius atitinka nustatytą procesų skaičių P .
7. Valdantysis telkinio mazgas paskirsto sugeneruotas $2A_i^{(P)}$ vertes pavaldiesiems mazgams. Visi telkinio mazgai atlieka vėlinimo trukmės esant žemesiems dažniams apskaičiavimą. Apskaičiuotos $t_{vZDi}^{(P)}$ vertės gražinamos valdančiajam mazgui, kur jos surenkamos į bendrą masivą $[t_{vZDi}^{(P)}]$.
8. Masyve $[t_{vZDi}^{(P)}]$, atliekama vėlinimo trukmės, artimiausios t_{vnom} paieška. Jeigu tenkinama sąlyga $\min[\delta(t_{vZDi})] \leq \delta_t$, čia $\min[\delta(t_{vZDi})]$ – mažiausios apskaičiuotos ir nominalios vėlinimo trukmės, esant žemesiems dažniams, santykinis skirtumas – pereinama ties 10 žingsniu. Jeigu sąlyga $\min[\delta(t_{vZDi})] \leq \delta_t$ netenkinama – pereinama ties 9 žingsniu.
9. Kuomet surastoji artimiausia vėlinimo trukmės vertė netenkina leistino nuokrypio (t. y. $\min[\delta(t_{vZDi})] \leq \delta_t$), naujos $2A_i^{(P)}$ vertės generuojamos pagal normaliojo pasiskirstymo dėsnį:

$$f(2A_i^{(P)}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_A^2}} \cdot \exp\left(-\frac{(2A_i^{(P)} - 2A_\mu)^2}{2\sigma_A^2}\right), \quad (5.2)$$

čia $2A_i^{(P)}$ – nauja generuojama vertė; $2A_\mu$ – meandrinio laidininko, atitinkančios artimiausią apskaičiuotą vėlinimo trukmę nominaliai trukmei; plotis, σ_{2A} – nuokrypis nuo $2A_\mu$ vertės. Pereinama ties 7 žingsniu, taip kartojant skaičiavimus, tol kol nebus rasta $t_{vZDi}^{(P)}$ vertė tenkinanti $\min[\delta(t_{vZDi})] \leq \delta_t$ sąlygą.

10. Paskutinis MMVL sintezės metu apskaičiuojamas dydis yra praleidžiamųjų dažnių juosta ΔF . Jai apskaičiuoti taikoma sintezuojamos vėlinimo linijos dažninė fazės charakteristika DFCh, kuri gaunama sprendžiant dispersinę lygtį (žr. 4 sk.).

11. Apskaičiuojamos MMVL idealios ir realios DFCh-ų skirtumas. Kuomet šis skirtumas tampa lygus 0,35 radianų ar daugiau priimama, kad esamas dažnis atitinka praleidžiamųjų dažnių juostos plotį. Jeigu praleidžiamųjų dažnių juosta tenkiną sąlygą $\delta(\Delta F) \leq \delta_{\Delta F}$, čia $\delta(\Delta F)$ – apskaičiuoto ir nominalaus praleidžiamųjų dažnių juostos pločių santykinis skirtumas, arba $\Delta F_{\text{aps}} \geq \Delta F_{\text{nom}}$, tuomet pereinama ties 13 žingsniu. Jeigu sąlyga nėra tenkinama – pereinama ties 12 žingsniu.
12. Jeigu apskaičiuota praleidžiamųjų dažnių juosta nėra pakankamai plati t. y. ji netenkina sąlygos $\delta(\Delta F) \leq \delta_{\Delta F}$ arba $\Delta F_{\text{aps}} < \Delta F_{\text{nom}}$ – atitinkamai keičiamas tarpas tarp mikrojuostelių S ir grįžtama ties 2 žingsniu.
13. Surasti ir apskaičiuoti susintezuotos MMVL konstrukciniai ir elektriniai parametrai yra išsaugomi ir vaizduojami.

Antrojo tipo, Monte Karlo metodu grįstas, MMVL lygiagrečiosios sintezės algoritmas

Sintezės algoritmas, grįstas Monte Karlo metodu, esant fiksuotam meandrinio laidininko ilgiui l_m , pateiktas 5.2 pav. Algoritmą sudaro 14 žingsnių:

1. Nustatomi pradiniai MMVL analizės parametrai (dielektrinio pagrindo storis h ir santykinė dielektrinė skvarba ϵ_r , laidininkų ir analizuojamos srities potencialai ϕ), konstrukcinių parametrų keitimo ruožai (mažiausias ir didžiausias meandrinio laidininko mikrojuostelių plotis $W_{\min}$ ir $W_{\max}$, mažiausias ir didžiausias tarpas tarp mikrojuostelių $S_{\min}$ ir $S_{\max}$, mažiausias ir didžiausias meandrinio laidininko aukštis $2A_{\min}$ ir $2A_{\max}$), sintezuojamos linijos nominalios elektrinių parametrų vertės (charakteringasis impedansas $Z_{0\text{nom}}$, vėlinimo trukmė t_{vnom} , praleidžiamųjų dažnių juosta ΔF_{nom}) ir leistini nominalių elektrinių parametrų nuokrypiai: δ_Z – charakteringojo impedanso, δ_t – vėlinimo trukmės, $\delta_{\Delta F}$ – praleidžiamųjų dažnių ruožo.
2. Pagal tolygaus pasiskirstymo dėsnį atsitiktiniu būdu generuojamos mikrojuostelių plokčių vertės $W_i^{(P)}$, kurios parenkamos iš ruožo $(W_{\max} - W_{\min})$. Generuojamų verčių skaičius atitinka kompiuterių telkinyje procesų skaičių P , kuris nurodomas aktyvuojant algoritmą.
3. Valdantysis telkinio mazgas paskirsto sugeneruotas $W_i^{(P)}$ vertes pavaldiesiems mazgams. Visi telkinio mazgai atlieka charakteringojo impedanso $Z_{0i}^{(P)}$ apskaičiavimą. Apskaičiavus $Z_{0i}^{(P)}$, atliekamas šių verčių graži-

nimas valdančiajam mazgui, kur jos grupuojamos į bendrą masyvą $[Z_{0i}^{(P)}]$.

4. Masyve $[Z_{0i}^{(P)}]$ atliekama charakteringojo impedanso, artimiausio Z_{0nom} paieška. Jeigu tenkinama sąlyga $\min[\delta(Z_{0i})] \leq \delta_Z$, čia $\delta(Z_{0i}) = (Z_{0i}^{(P)} - Z_{0nom}) / Z_{0nom}$ i -osios apskaičiuotos ir nominalios charakteringojo impedanso verčių santykinis skirtumas – pereinama ties 6 žingsniu. Jeigu sąlyga $\min[\delta(Z_{0i})] \leq \delta_Z$ netenkinama – pereinama ties 5 žingsniu.
5. Kuomet surastoji artimiausia charakteringojo impedanso vertė netenkina leistino nuokrypio (t. y. $\min[\delta(Z_{0i})] \leq \delta_Z$), pagal normaliojo pasiskirstymo dėsnį generuojamos naujos $W_i^{(P)}$ vertės (5.1). Pereinama ties 3 žingsniu, taip kartojant skaičiavimus tol, kol nebus rasta Z_{0i}^P vertė, tenkinanti $\min[\delta(Z_{0i})] \leq \delta_Z$ sąlygą.
6. Apskaičiuojamas MMVL pakopų skaičius N

$$N = \frac{l_m + S}{W + S}. \quad (5.3)$$

7. Pagal tolygaus pasiskirstymo dėsnį atsitiktiniu būdu generuojamos meandrinio laidininko aukščio vertės $2A_i^{(P)}$, kurios parenkamos iš ruožo $(2A_{\max} - 2A_{\min})$. Generuojamų verčių skaičius atitinka pasirinktų procesų skaičių P .
8. Valdantysis telkinio mazgas paskirsto sugeneruotas $2A_i^{(P)}$ vertes pavaldiesiems mazgams. Visi telkinio mazgai atlieka vėlinimo trukmės esant žemiesiems dažniams apskaičiavimą. Apskaičiuotos $t_{vZDi}^{(P)}$ vertės gražinamos valdančiajam mazgui, kur jos surenkamos į bendrą masyvą $[t_{vZDi}^{(P)}]$.
9. Masyve $[t_{vZDi}^{(P)}]$, atliekama vėlinimo trukmės, artimiausios t_{vnom} paieška. Jeigu tenkinama sąlyga $\min[\delta(t_{vZDi})] \leq \delta_t$, čia $\min[\delta(t_{vZDi})]$ – mažiausios apskaičiuotos ir nominalios vėlinimo trukmės, esant žemiesiems

dažniams, santykinis skirtumas – pereinama ties 11 žingsniu. Jeigu sąlyga $\min \left[\delta(t_{vzd_i}) \right] \leq \delta_t$ netenkinama – pereinama ties 10 žingsniu.

5.2 pav. Lygiagretusis meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų sintezės algoritmas, grįstas Monte Karlo metodu esant fiksuotam meandrinio laidininko ilgiui
Fig 5.2. Parallel algorithm of synthesis of the microstrip meander delay line, based on Monte Carlo method with fixed of meander conductor length

10. Kuomet surastoji artimiausia vėlinimo trukmės vertė netenkina leistino nuokrypio (t. y. $\min[\delta(t_{vzdi})] \leq \delta_t$), pagal normaliojo pasiskirstymo dėsnį generuojamos naujos $2A_i^{(P)}$ vertės (5.2). Pereinama ties 7 žingsniu, taip kartojant skaičiavimus, tol kol nebus rasta $t_{vzdi}^{(P)}$ vertė tenkinanti $\min[\delta(t_{vzdi})] \leq \delta_t$ sąlygą.
11. Paskutinysis MMVL sintezės metu apskaičiuojamas dydis yra praleidžiamųjų dažnių juosta ΔF . Jai apskaičiuoti taikoma sintezuojamos vėlinimo linijos dažninė fazės charakteristika – DFCh, kuri gaunama sprendžiant dispersinę lygtį (žr. 4 sk.).
12. Apskaičiuojamos MMVL idealios ir realios DFCh-ų skirtumas. Kuomet šis skirtumas tampa lygus 0,35 radianų ar daugiau priimama, kad esamas dažnis atitinka praleidžiamųjų dažnių juostos plotį. Jeigu praleidžiamųjų dažnių juosta tenkiną sąlygą $\delta(\Delta F) \leq \delta_{\Delta F}$, čia $\delta(\Delta F)$ – apskaičiuoto ir nominalaus praleidžiamųjų dažnių juostos pločių santykinis skirtumas, arba $\Delta F_{aps} \geq \Delta F_{nom}$, tuomet pereinama ties 14 žingsniu. Jeigu sąlyga nėra tenkinama – pereinama ties 13 žingsniu.
13. Jeigu apskaičiuota praleidžiamųjų dažnių juosta nėra pakankamai plati t. y. ji netenkina sąlygos $\delta(\Delta F) \leq \delta_{\Delta F}$ arba $\Delta F_{aps} < \Delta F_{nom}$ – atitinkamai keičiamas tarpas tarp mikrojuostelių S ir grįžtama ties 2 žingsniu.
14. Surasti ir apskaičiuoti susintezuotos MMVL konstrukciniai ir elektriniai parametrai yra išsaugomi ir vaizduojami.

5.1.2. Skiltinio artėjimo metodu grįsti meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės algoritmai

MMVL lygiagrečiosios sintezės algoritmai, grįsti skiltinio artėjimo metodu, skiriasi nuo algoritmų, grįstu Monte Karlo metodu, MMVL konstrukcinių parametrų paieškos būdais.

Skiltinio artėjimo paieškos principas pateiktas 5.3 pav. Paveiksle matyti, kad pradinis konstrukcinio parametro verčių ruožas $(X_{\max} - X_{\min})$ tolygiai dalinamas į P verčių intervalus tarp p telkinio mazgų (5.3 pav., a). Tuomet telkinio mazguose vyksta sintezuojamos MMVL lygiagrečioji analizė – apskaičiuojamos tam tikro elektrinio parametro vertės ir tarp jų ieškoma artimiausia nominaliai.

5.3 pav. Verčių ruožo dalinimas kompiuterių telkinio mazgams (a) ir verčių ruožo apmažinimas nustatius artimiausią vertę (b)

Fig 5.3. Values distribution among cluster nodes (a) and narrowing of values range by found nearest value to the searched (b)

Pagal surastą artimiausią elektrinio parametro vertę sudaromas naujas, apmažintas konstrukcinio parametro verčių ruožas $(X'_{\max} - X'_{\min})$, ir vėl tolygiai dalinamas tarp telkinio mazgų (5.3 pav., b). Ši procedūra kartojasi tol, kol surasta artimiausia elektrinio parametro vertė netenkins sąlygos $\min[\delta(e_i)] \leq \delta_e$, čia $\delta(e_i) = (e_i - e_{\text{nom}}) / e_{\text{nom}}$ – elektrinio parametro e apskaičiuotos ir nominalios verčių santykinis skirtumas; δ_e – leistinas elektrinio parametro e nuokrypis.

Pirmojo tipo, skiltinio artėjimo metodu grįstas, MMVL lygiagrečiosios sintezės algoritmas

MMVL sintezės algoritmų, grįstų Monte Karlo ir skiltinio artėjimo metodais, procedūros didesne dalimi panašios todėl čia aprašysime tik skirtingus algoritmų žingsnius. Pirmojo tipo algoritmas grįstas skiltinio artėjimo metodu, ir esant fiksuotam meandrinio laidininkų pakopų skaičiui N pateiktas 5.4 pav.

5.4 pav. Lygiagretusis meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų sintezės algoritmas, grįstas skitinio artėjimo metodu, esant fiksuotam meandrinio laidininko pakopų skaičiui

Fig 5.4. Algorithm of parallel synthesis of the microstrip meander delay line, based on successive approximation method with fixed number of steps of meander conductors

Algoritmą sudaro 13 žingsnių, jis skiriasi nuo algoritmo, grįsto Monte Karlo metodu atitinkamai 2, 5, 6 ir 9 žingsniais:

2. Tolygiai skirstomas $W_{\max} - W_{\min}$ mikrojuostelių pločio pradinis ruožas į tiek verčių $W_i^{(P)}$, kiek sukurta procesų P kompiuterių telkinyje.
5. Vienu žingsniu apmažinamas pradinis $W_{\max} - W_{\min}$ mikrojuostelių pločio ruožas į $W'_{\max} - W'_{\min}$ pagal surastą artimiausią $W_i^{(P)}$ vertę, čia $W'_{\max} = W_i^{(P)}$, kai surasta artimiausia charakteringojo impedanso vertė yra mažesnė už nominalią $Z_{0i}^{(P)} < Z_{0\text{nom}}$ ir $W'_{\min} = W_i^{(P)}$, kai artimiausia charakteringojo impedanso vertė yra didesnė už nominalią $Z_{0i}^{(P)} > Z_{0\text{nom}}$.
6. Tolygiai skirstomas $2A_{\max} - 2A_{\min}$ meandrinio laidininko aukščio pradinis ruožas į tiek verčių $2A_i^{(P)}$, kiek yra procesų P kompiuterių telkinyje.
9. Vienu žingsniu apmažinamas pradinis $2A_{\max} - 2A_{\min}$ ruožas į $2A'_{\max} - 2A'_{\min}$ pagal surastą artimiausią $2A_i^{(P)}$ vertę, čia $2A'_{\max} = 2A_i^{(P)}$, kai surasta artimiausia vėlinimo trukmės esant žemiems dažniams vertė yra mažesnė už nominalią $t_{\text{vzd } i}^{(P)} < t_{\text{v nom}}$ ir $2A'_{\min} = 2A_i^{(P)}$, kai artimiausia vėlinimo trukmės vertė yra didesnė už nominalią $t_{\text{vzd } i}^{(P)} > t_{\text{v nom}}$.

Antrojo tipo, skiltinio artėjimo metodu grįstas, MMVL lygiagrečiosios sintezės algoritmas

Antrojo tipo algoritmas, grįstas skiltinio artėjimo metodu ir esant fiksuotam meandrinio laidininko ilgiui l_m , pateiktas 5.5 pav. Algoritmą sudaro 14 žingsnių, jis skiriasi nuo algoritmo, grįsto Monte Karlo metodu atitinkamai 2, 5, 6, 7 ir 10 žingsniais:

2. Tolygiai skirstomas $W_{\max} - W_{\min}$ mikrojuostelių pločio pradinis ruožas į tiek verčių $W_i^{(P)}$, kiek sukurta procesų P kompiuterių telkinyje.

5.5 pav. Lygiagretusis meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų sintezės algoritmas, grįstas skiltinio artėjimo metodu, esant fiksuotam linijos meandrinio laidininko ilgiui

Fig 5.5. Algorithm of parallel synthesis of the microstrip meander delay line, based on successive approximation method with fixed MMDL length

5. Vienu žingsniu apmažinamas pradinis $W_{\max} - W_{\min}$ mikrojuostelių pločio ruožas į $W'_{\max} - W'_{\min}$ pagal surastą artimiausią $W_i^{(P)}$ vertę, čia $W'_{\max} = W_i^{(P)}$, kai surasta artimiausia charakteringojo impedanso vertė yra mažesnė už nominalią $Z_{0i}^{(P)} < Z_{0\text{nom}}$ ir $W'_{\min} = W_i^{(P)}$, kai artimiausia charakteringojo impedanso vertė yra didesnė už nominalią $Z_{0i}^{(P)} > Z_{0\text{nom}}$.
6. Apskaičiuojamas MMVL pakopų skaičius N pagal (5.3).
7. Tolygiai skirstomas $2A_{\max} - 2A_{\min}$ meandrinio laidininko aukščio pradinis ruožas į tiek verčių $2A_i^{(P)}$, kiek yra procesų P kompiuterių telkinyje.
10. Žingsniu apmažinamas pradinis $2A_{\max} - 2A_{\min}$ ruožas į $2A'_{\max} - 2A'_{\min}$ pagal surastą artimiausią $2A_i^{(P)}$ vertę, čia $2A'_{\max} = 2A_i^{(P)}$, kai surasta artimiausia vėlinimo trukmės esant žemiesiems dažniams vertė yra mažesnė už nominalią $t_{\text{vzd}i}^{(P)} < t_{\text{v nom}}$ ir $2A'_{\min} = 2A_i^{(P)}$, kai artimiausia vėlinimo trukmės vertė yra didesnė už nominalią $t_{\text{vzd}i}^{(P)} > t_{\text{v nom}}$.

5.2. Algoritmų patikra

MMVL lygiagrečiosios sintezės metodikos tyrimas buvo atliktas trimis etapais. *Pirmuoju etapu* patikrintas MMVL matematinio modelio adekvatumas, *antruoju etapu* atliktas MMVL sintezės funkcionalumo tyrimas, *trečiuoju etapu* ištirtas lygiagrečiųjų algoritmų našumas.

5.2.1. Matematinio modelio adekvatumo patikra

MMVL matematinio modelio adekvatumas buvo patikrintas palyginant sintezuotos vėlinimo linijos elektrinius parametrus su (Gurskas *et al.* 2010) straipsnyje pateiktais parametrais ir parametrais, gautais naudojant mikrobangiųjų įtaisų analizės komercinę programinę įrangą Sonnet[®]. Parametrų palyginimo rezultatai pateikti 5.1 lentelėje. 5.6 pav. parodytas Sonnet[®] terpėje sudarytas MMVL modelis ir 5.7 pav. pateiktos fazės vėlinimo trukmės priklausomybės nuo dažnio, gautos naudojant siūlomą modelį, komercinę programinę įrangą Sonnet[®] ir publikuotas (Gurskas *et al.* 2010) darbe.

5.1 lentelėje ir 5.7 pav. matyti, kad santykinis skirtumas daugumos elektrinių parametų bei charakteristikų MMVL, sintezuotos pagal siūlomą metodiką ir parametų bei charakteristikų, gautų naudojant programinę įrangą Sonnet[®] ir publikuotų (Gurskas *et al.* 2010) darbe, neviršija 10 %, šiek tiek didesnis skirtumas gautas apskaičiuojant praleidžiamųjų dažnių juostos plotį.

5.1 lentelė. Sintezuotos MMVL elektrinių parametų palyginimas su (A. Gurskas *et al.* 2010) straipsnyje pateiktais parametrais ir parametrais gautais naudojant komercinę programinę įrangą Sonnet[®]. Konstrukciniai MMVL parametrai yra šie: $\varepsilon_r = 9,85$; $h = 0,5$ mm; $W = 0,75$ mm; $S = 0,30$ mm; $2A = 20$ mm

Tabale 5.1. Compare of the electrical parameters of the synthesed MDML with parameters presented in the (A. Gurskas *et al.* 2010) article, and parameters calculated using Sonnet[®] software. Construction parameters of the MDML are these: $\varepsilon_r = 9.85$; $h = 0.5$ mm; $W = 0.75$ mm; $S = 0.30$ mm; $2A = 20$ mm

Parametų apskaičiavimo priemonė	Elektriniai parametrai		
	t_{vZD}, ns	Z_0, Ω	$\Delta F, MHz$
Pagal siūlomą metodiką sintezuota MMVL	6,72	61,50	364,00
(A. Gurskas <i>et al.</i> 2010) straipsnyje analizuojama MMVL	7,39	61,50	510,00
Sonnet [®] programine įranga analizuojama MMVL	7,38	–	475,00

5.6 pav. MMVL modelis sudarytas programinės įrangos Sonnet[®] terpėje, čia $\varepsilon_r = 9,85$; $h = 0,5$ mm; $W = 0,75$ mm; $S = 0,30$ mm; $2A = 20$ mm

Fig 5.6. Model of MDML model created using Sonnet[®] software, where $\varepsilon_r = 9.85$; $h = 0.5$ mm; $W = 0.75$ mm; $S = 0.30$ mm; $2A = 20$ mm

5.7 pav. Vėlinimo trukmės priklausomybės nuo dažnio, čia 1 – priklausomybė, gauta taikant siūlomą sintezės metodiką; 2 – priklausomybė gauta (Gurskas *et al.* 2010) darbe; 3 – priklausomybė, gauta naudojant Sonnet[®] programinę įrangą

Fig 5.7. Time delay frequency response, where 1 – response, received using proposed technique; 2 – response, received from (Gurskas *et al.* 2010) article; 3 – response, received using Sonnet[®] software

Šie skirtumai gali būti paaiškinti tuo, kad Sonnet[®] ir (Gurskas *et al.* 2010) darbe naudojami kitokie, nei siūlomoje metodikoje, analizės metodai – atitinkamai modifikuotas momentų metodas ir hibridinis (momentų ir $[S]$ matricių metodų derinys), be to siūlomoje metodikoje neįvertinta trumpiklių, jungiančių greitis meandrinio laidininko mikrojuostelės, įtaka. Pažymėtina taip pat, kad papildomas parametų ir charakteristikų skirtumas susidarė dėl to, kad sudarant MMVL modelį Sonnet[®] terpėje teko pasirinkti tokį analizuojamos srities žingsnį, kad Sonnet[®] modelio ir sintezuotos MMVL topologijos matmenys skyrėsi apie 3 %.

Taigi, darytina išvada, kad siūlomoje MMVL sintezės metodikoje naudojamas matematinis modelis taikytinas projektuojant MMVL.

5.2.2. Meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės metodikos funkcionalumo tyrimas

Siekiant išbandyti galimybes siūlomos metodikos sintezuoti įvairių nominalių parametų MMVL ir nustatyti gaunamų parametų kartojimąsi buvo atlikti metodikos funkcionalumo tyrimai. Šiuose tyrimuose sintezuojant MMVL buvo

nurodomos įvairios kombinacijos nominalių parametrų, tarkime, varijuojamas charakteringasis impedansas esant pastoviams vėlinimo trukmei ir praleidžiamųjų dažnių juostos pločiui arba keičiama nominali vėlinimo trukmė nekeičiant charakteringojo impedanso ir praleidžiamųjų dažnių juostos, ir pan. Sintezuojant MMVL tokiu būdu išbandyti abiejų tipų algoritmai – sintezė esant fiksuotam vėlinimo žingsniui ($N = \text{const}$) ir sintezė esant fiksuotam meandrinio laidininko ilgiui ($l_m = \text{const}$).

5.2 lentelė MMVL sintezės metodikos, naudojant pirmojo tipo algoritmus, funkcionalumo tyrimo rezultatai*

Table 5.2. Results of the functionality research of MDML synthesis technique using algorithms of the first type *

Bandymo nr.	Nominalūs elekt- riniai parametrai			Apskaičiuoti elektriniai parametrai			Sintezuoti konstruk- ciniai parametrai		
	Z_0 , Ω	t_v , ns	ΔF , GHz	$Z_{0\text{aps}}$, Ω	$t_{v\text{aps}}$, ns	ΔF_{aps} , GHz	W , mm	S , mm	$2A$, mm
1	50	3	1	50,82	3,02	1,01	0,80	0,60	8,05
2	75	3	1	74,63	2,97	1,05	0,38	0,80	8,06
3	120	3	1	119,95	3,01	1,01	0,11	0,80	8,41
4	50	1	1	49,88	1,02	2,04	1,11	0,10	3,78
5	50	2	1	49,06	1,99	1,05	1,14	0,10	7,35
6	50	3	1	50,82	3,01	0,99	0,80	0,60	8,20
7	50	4	1	48,69	3,92	1,02	0,73	1,30	9,26
8	50	5	1	49,09	4,92	1,01	0,73	2,20	10,71
9	50	1,5	0,5	49,06	1,49	1,41	1,13	0,10	5,49
10	50	1,5	1	51,59	1,52	1,36	1,08	0,10	5,71
11	50	1,5	1,5	52,41	1,52	1,50	0,98	0,20	5,14
12	50	1,5	2	50,82	1,49	1,99	0,80	0,60	4,08
13	50	1,5	2,5	49,18	1,52	2,46	0,73	1,10	3,69
14	50	1,5	3	48,60	1,47	2,95	0,73	1,60	3,36

* MMVL mikrojuostelių pločio W kitimas – nuo 0,1 mm iki 1,3 mm, žingsnis $\Delta W = 0,1$ mm; tarpo tarp mikrojuostelių S kitimo ruožas – nuo 0,1 mm iki 2 mm, žingsnis $\Delta S = 0,1$ mm; meandrinio laidininko aukščio $2A$ kitimo ruožas – nuo 1 mm iki 60 mm, žingsnis $\Delta 2A = 1$ mm; mikrojuostelių pakopų skaičius $N = 50 = \text{const}$

5.3 lentelė. MMVL sintezės metodikos, naudojant antrojo tipo algoritmus, funkcionalumo tyrimo rezultatai*

Table 5.3. Results of the functionality research of MDML synthesis technique using algorithms of the second type *

Bandymo nr.	Nominalūs elektriniai parametrai			Apskaičiuoti elektriniai parametrai			Užsiduotas konstrukcinis parametras	Sintezuoti konstrukciniai parametrai			
	Z_0 , Ω	t_v , ns	ΔF , GHz	Z_{0aps} , Ω	t_{vaps} , ns	ΔF_{aps} , GHz		W , mm	S , mm	$2A$, mm	N
1	50	3	1	50,82	2,92	1,08	69,4	0,80	0,60	8,12	49
2	75	3	1	75,25	2,96	1,01	58,2	0,45	0,50	7,35	61
3	120	3	1	119,34	3,09	0,98	44,7	0,17	0,50	7,38	67
4	50	1	1	49,88	0,98	2,08	60,4	1,11	0,10	3,74	49
5	50	2	1	49,88	2,03	1,04	61,9	1,11	0,10	7,39	51
6	50	3	1	49,10	2,93	0,98	69,4	0,87	0,50	8,06	51
7	50	4	1	51,01	3,92	1,01	100,2	0,73	0,80	7,63	66
8	50	5	1	51,02	5,11	0,98	144,3	0,73	0,80	6,97	94
9	50	1,5	0,5	50,75	1,50	1,40	61,4	1,10	0,10	5,49	51
10	50	1,5	1	50,72	1,50	1,36	58,9	1,09	0,10	5,73	49
11	50	1,5	1,5	51,51	1,50	1,52	58,8	0,99	0,20	5,14	49
12	50	1,5	2	49,10	1,46	1,98	69,4	0,87	0,50	4,00	51
13	50	1,5	2,5	51,02	1,46	2,53	90,4	0,73	0,80	3,18	59
14	50	1,5	3	48,70	1,46	2,99	114,9	0,73	1,30	3,02	57

* Meandrinio laidininko mikrojuostelių pločio W kitimas – nuo 0,1 mm iki 1,3 mm, žingsnis $\Delta W = 0,1$ mm; tarpo tarp mikrojuostelių S kitimo ruožas – nuo 0,1 mm iki 2 mm, žingsnis $\Delta S = 0,1$ mm; meandrinio laidininko aukščio $2A$ kitimo ruožas – nuo 1 mm iki 60 mm, žingsnis $\Delta 2A = 1$ mm.

Sintezės metodikos funkcionalumo tyrimo rezultatai naudojant pirmojo tipo algoritmus ($N = \text{const}$) pateikti 5.2 lentelėje, o naudojant antrojo tipo algoritmus ($l_m = \text{const}$) – 5.3 lentelėje.

5.2 ir 5.3 lentelėse pateikti duomenys iliustruoja MMVL sintezės algoritmų veikimą – kaip, varijuojant konstrukcinius vėlinimo linijos parametrus, keičiasi jos elektriniai parametrai.

Tarkime, ieškomas charakteringasis impedansas pasiekiamas keičiant meandrinio laidininko mikrojuostelių plotį W ir, reikalui esant, koreguojant tarpą tarp mikrojuostelių S . Pvz., mūsų atveju didinat ieškomą charakteringąjį impedansą nuo 50 Ω iki 120 Ω (5.2 ir 5.3 lentelių 1–3 bandymai), mikrojuostelės

plotis buvo sumažintas apie 80 %, tarpas tarp mikrojuostelių pakito nedaugiau kaip 25 %, o meandrinio laidininko aukštis $2A$ praktiškai nepasikeitė.

Ieškoma vėlinimo trukmė gaunama atitinkamai didinant arba mažinant meandrinio laidininko aukštį $2A$. Atliktuose bandymuose (5.2 ir 5.3 lentelių 4–8 bandymai) didinant vėlinimo trukmę nuo 1 ns iki 5 ns aukštį $2A$ teko padidinti iki 183 %. Pažymėtina, kad didinant $2A$ didėja sąryšis tarp gretimų mikrojuostelių ir atitinkamai siaurėja praleidžiamųjų dažnių juosta ΔF . Siekiant praplėsti ΔF didinamas tarpas S , o mažėjantis dėl to charakteringasis impedansas didinamas siaurinant mikrojuosteles. Mūsų atveju 8-me bandyme S teko padidinti net 22 kartus 4-to bandymo atžvilgiu ir W atitinkamai sumažinti 34 %.

Pagal siūlomą metodiką MMVL siekiama praleidžiamųjų dažnių juosta ΔF gaunama varijuojant tarpą S tarp meandrinio laidininko mikrojuostelių. Mūsų bandymuose (5.2 ir 5.3 lentelių 9–14 bandymai) sintezuojamų MMVL juosta ΔF buvo didinama nuo 0,5 iki 3,0 GHz 0,5 GHz žingsniu. Tarpas S šiuo atveju padidėjo net 15 kartų. Dėl ženkliai didėjusio tarpo S didėjo vėlinimo linijos efektinė dielektrinė skvarba, atitinkamai mažėjo sklindančių bangų fazinis greitis, didėjo vėlinimo trukmė t_{vzd} ir mažėjo charakteringasis impedansas Z_0 . Siekiant užsiduotų t_{vzd} ir Z_0 sintezuojamose linijose didėjant S buvo mažinamas meandrinio laidininko aukštis $2A$, o charakteringasis impedansas didinamas siaurinant mikrojuosteles. Pvz., 14-me bandyme, 9-o bandymo atžvilgiu, sintezuojamoje MMVL $2A$ buvo sumažintas 39 %, o mikrojuostelės susiaurintos 35 %.

5.2.3. Meandrinų mikrojuostelinių vėlinimo linijų lygiagrečiosios sintezės algoritmų našumo tyrimas

Siekiant ištirti siūlomų MMVL lygiagrečiosios sintezės algoritmų našumą buvo įrengtas 14-os kompiuterių bandomasis heterogeninis telkinys. Telkinyje naudojamų kompiuterių, parametrai pateikti 5.4 lentelėje.

Skaičiavimų apimties tolydumui užtikrinti, esant įvairiam mazgų skaičiui telkinyje, visuose bandymuose pasirinktas vienodas procesų skaičius, atitinkantis didžiausią mazgų kiekį $p = 14$.

Algoritmų našumo tyrimo rezultatai pateikti 5.8 pav. grafikuose. Pažymėtina, kad MMVL sintezės trukmė naudojant algoritmus, grįstus skiltinio artėjimo metodu, nekinta kartojant bandymus esant tam pačiam mazgų telkinyje skaičiui, tuo tarpu sintezės trukmė naudojant Monte Karlo metodu grįstus algoritmus yra atsitiktinio pobūdžio. Tarkime, telkinyje, sudarytame iš 10 mazgų, didžiausia bandymuose užfiksuota sintezės trukmė, naudojant algoritmus, grįstus Monte Karlo metodu, buvo 1562 s, o mažiausia – 1112 s. Todėl buvo priimta kartoti

MMVL sintezę naudojant algoritmus, grįstus Monte Karlo metodu, 10 kartų kiekvienam mazgų skaičiui telkinyje ir apskaičiuoti sintezės trukmės aritmetinį vidurkį.

5.4 lentelė. Kompiuterių, naudojamų bandomajame telkinyje, parametrai

Table 5.4. Parameters of computers which are used in the cluster

Kompiuterių telkinyje skaičius	Centrinis procesorinis įrenginys	Darbinės atminties talpa, MB	Standžiųjų diskų kaupiklio talpa, GB	Tinklo korta	Operacinė sistema
6	Intel® Pentium 4® 2,8 GHz	512	40	100 Mb/s	Fedora 12
7	Intel® Pentium 4® 3,0 GHz	1000	80	100 Mb/s	
1	Intel® Core 2 Duo® 2,8 GHz	4000	160	1 Gb/s	

Kompiuteriai telkinyje sujungti Ethernet vietiniu tinklu pagal žvaigždės topologiją, kurio didžiausias pralaidumas siekia 1 Gb/s.

Visi sintezės algoritmai įgyvendinti C programavimo kalba naudojant PSS funkcijomis.

Bandomajai sintezei pasirinktų MMVL nominalūs parametrai pateikti 5.5 lentelėje.

5.5 lentelė. Meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų, naudojamų lygiagrečiosios sintezės algoritmų našumo tyrimuose, parametrai

Tabale 5.5. Input parameters of the meander microstrip delay line which is used for the reseach of effectiveness of the algorithms of the parallel synthesis

Algoritmo tipas	Sintezę ribojantys parametrai		Elektriniai parametrai		
	Pakopų skaičius	Meandrinio laidininko ilgis, mm	Vėlinimo trukmė, ns	Praleidžiamųjų dažnių juosta, MHz	Charakteringasis impedansas, Ω
Pirmojo tipo algoritmas	55	–	6,72	364,00	61,50
Antrojo tipo algoritmas	–	54,65	6,53	354,00	62,20

5.8 pav. Sintezės algoritmų vykdymo trukmė (a), spartinimo koeficiento (b) ir efektyvumo koeficiento (c) priklausomybės nuo mazgų skaičiaus kompiuterių telkinyje. Čia 1 ir 2 – algoritmai, grįžti Monte Karlo metodu, esant, atitinkamai $N = \text{const}$ ir $l_m = \text{const}$; 3 ir 4 – algoritmai, grįžti skiltinio artėjimo metodu, esant, atitinkamai $N = \text{const}$ ir $l_m = \text{const}$; 5 – idealus atvejis, kai $S_p = p$; 6 – teorinė priklausomybė, kai $r = 0,6$ ir $s = 0,4$

Fig. 5.8. Synthesis algorithm execution time response to the cluster nodes number (a), scaliability (b) and effectiveness (c). Here is 1 and 2 – algorithms based on Monte Carlo method, when $N = \text{const}$ and $l_m = \text{const}$; 3 and 2 – algorithms based on successive approximation method, when $N = \text{const}$ and $l_m = \text{const}$; 5 – ideal case, when $S_p = p$; 6 – teorethycal case, when $r = 0.6$ and $s = 0.4$

5.8 pav. *a* pateiktame grafike matyti, kad didinant mazgų skaičių kompiuterių telkinyje MMVL sintezės trukmė mažėja hiperboliniu dėsniu – tai bendras visų lygiagrečiųjų algoritmų bruožas (Čiegis 2005). Čia taip pat matyti, kad naudojant skiltinio artėjimo metodu grįstus algoritmus MMVL sintezė vyksta sparčiau esant bet kuriam mazgų skaičiui telkinyje. Pažymėtina, kad tik tuomet, kai mazgų skaičius tampa pakankamai didelis (mūsų atveju 14), tikimybė rasti Monte Karlo metodu artimiausias optimalios konstrukcinių parametrų vertes, esant mažam iteracijų skaičiui, didėja, ir visų algoritmų vykdymo trukmė šiuo atveju mažai skiriasi.

Sintezės algoritmų spartinimo koeficiento priklausomybės nuo mazgų telkinyje skaičiaus pateiktos 5.8 pav., *b*. Idealiu atveju didėjant mazgų skaičiui p , spartinimo koeficientas turi didėti tiesiškai $S_p(p) = p$ (Čiegis 2005). 5.8 pav., *b* grafikuose matyti, kad kol mazgų nėra daug ($p < 6$), funkcija $S(p)$ mažai skiriasi nuo tiesės, tačiau toliau didėjant mazgų skaičiui, ji auga lėčiau – grafikas pasiekia asimptotinį režimą – tolesnis mazgų skaičiaus didinimas nedaug sumažina sintezės trukmę. Tačiau, mazgų skaičiui artėjant prie 14 – bandymuose nustatyto fiksuoto procesų skaičiams – visų algoritmų spartinimo ir efektyvumo koeficientų vertės vėl pradeda didėti. Atkreiptinas dėmesys į tai, kad skiltinio artėjimo metodu grįstu algoritmų spartinimo koeficientas greičiau pasiekia asimptotinį režimą nei algoritmų, grįstų Monte Karlo metodu.

Lygiagrečiųjų algoritmų efektyvumo koeficiento priklausomybės nuo mazgų skaičiaus pateiktos 5.8 pav., *c*. Šio paveikslo grafikuose matyti, kad algoritmų, grįstų Monte Karlo metodu, efektyvumo koeficientas didėjant mazgų skaičiui mažėja sparčiau nei algoritmų, grįstų skiltinio artėjimo metodu.

Tiriant sintezės algoritmų, grįstų skiltinio artėjimo metodu, našumą pastebėta, kad didinant mazgų skaičių telkinyje nuo 5 iki 6, nuo 7 iki 8 ir nuo 9 iki 10 MMVL sintezės trukmė nemažėja. Tai galima paaiškinti neracionaliu 14 procesų paskirstymu tarp mazgų, kai jų skaičius atitinka nurodytas vertes. Dėl šios priežasties 5.8 pav., *b* ir *c* grafikuose, atitinkamuose kreivėse susidarė pjūklo formos lūžiai.

Lygiagrečiuosius algoritmus sudaro dvi dalys: r – algoritmo dalis, kurią galima apskaičiuoti lygiagrečiai ir $s = 1 - r$ yra likusioji algoritmo dalis, kurią galima apskaičiuoti tik nuosekliai (Čiegis 2005). Pagal Amdahlo dėsnią (Amdahl 1964) lygiagrečiojo algoritmo spartinimo koeficientas yra įvertinamas nelygybe

5.6 lentelė. Siūlomų MMVL sintezės algoritmų lygiagrečiųjų ir nuosekliųjų dalių dydžiai

Table 5.6. Values of parallel and sequential parts of the microstrip meander delay line synthesis algorithms

Algoritmas	Lygiagrečioji dalis, %	Nuoseklioji dalis, %
Monte Karlo metodu grįstas algoritmas, kai $N = \text{const}$	60	40
Monte Karlo metodu grįstas algoritmas, kai $l_m = \text{const}$	75	25
Skiltinio artėjimo metodu grįstas algoritmas, kai $N = \text{const}$	80	20
Skiltinio artėjimo metodu grįstas algoritmas, kai $l_m = \text{const}$	75	25

$$S_p(n) \leq \frac{1}{s + r/p}, \quad (5.4)$$

čia p – mazgų skaičius telkinyje. Iš (5.4) nelygybės ir eksperimentiškai gautų $S_p(p)$ bei $E_p(p)$ priklausomybių (7.8 pav., b ir c) galima nustatyti siūlomų algoritmų lygiagrečiųjų ir nuosekliųjų dalių dydžius (5.6 lentelė).

5.3. Penktojo skyriaus išvados

1. Šiame skyriuje pasiūlyti ir įgyvendinti keturi lygiagretieji meandrinių mikrojuostelinių vėlinimo linijų (MMVL) sintezės algoritmai. Atlikus šių algoritmų patikrą nustatyta, kad jų vėlinimo trukmės priklausomybė nuo dažnio lyginant su identiška modeliuotos linijos Sonnet[®] programinės įrangos terpėje, tesiskiria vos 10 %. Šis skirtumas atsiranda, dėl skirtingų skaitinių metodų taikomų siūlomuose algoritmuose ir Sonnet[®] programinėje įrangoje, bei skirtingų modelių – disertacijoje nagrinėjamas modelis grįstas MMVL skerspjūviu, o Sonnet[®] programinėje įrangoje naudojamas trimatis MMVL modelis.
2. Tyrimais nustatyta, kad didinant mazgų skaičių kompiuterių telkinyje visų siūlomų MMVL sintezės algoritmų vykdymo trukmė mažėja hiperboliniu dėsniu.

- Sparčiausiai MMVL sintezė atliekama naudojant skiltinio artėjimo metodu grįstus algoritmus.
- MMVL sintezė pagal Monte Karlo metodu grįstus algoritmus vyksta bendruoju atveju lėčiau, nes šiuose algoritmuose ieškomos vertės randamos atsitiktiniu būdu.
- Nustatyta, kad didžiausias visų siūlomų MMVL sintezės algoritmų efektyvumas pasiekiamas mazgų skaičiui telkinyje artėjant prie nustatyto procesų skaičiaus.
- Didžiausia lygiagrečiąja dalimi pasižymi skiltinio artėjimo metodu grįstas sintezės algoritmas, kai yra fiksuojamas meandro pakopų skaičius. Nustatyta, kad šio algoritmo lygiagrečiųjų skaičiavimų dalis sudaro 80 %. Mažiausia lygiagrečioji dalis yra Monte Karlo metodu grįstame algoritme, kai yra fiksuojamas meandro pakopų skaičius. Šio algoritmo lygiagrečiųjų skaičiavimų dalis sudaro tik 60 %.

Bendrosios išvados

Disertacijoje pasiūlytos ir išbandytos elektrodinaminių lėtinimo įtaisų lygiagrečiosios analizės ir sintezės metodikos, sudarytos ir įgyvendintos svarbiausios analizės ir sintezės priemonės – lygiagretieji algoritmai. Gautos šios elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypčiai svarbios išvados:

1. Sukurti ir įgyvendinti nereguliariųjų t. y. baigtinio dydžio daugialaidžių mikrojuostelinių linijų (DML) matematiniai modeliai, atskleidžiantys dielektrinės terpės nevienalytiškumo įtaką DML charakteristikoms. Kompiuteriniais eksperimentais pagrįsta, kad:
 - sudarytieji modeliai teisingi, padarytos prielaidos leistinos, o naudojant sukurtąją programinę įrangą galima įvertinti reiškinius baigtinio laidininkų skaičiaus daugialaidėse linijose ir padidinti DML elektrinių parametrų skaičiavimo tikslumą;
 - dielektriko nevienalytiškumas iš esmės nekeičia krūvio pasiskirstymo pobūdžio DML skerspjūvyje. Dielektrinio pagrindo įtaisyimas vienalytėje daugialaidėje linijoje didina krūvius visose mikrojuostelių skerspjūvio dalinėse srityse proporcingai pagrindo santykinei dielektrinei skvarbai;
 - kraštinių ir vidinių mikrojuostelių charakteringieji impedansai skiriasi net iki 40 % DML sužadinant lyginiu ir nelyginiu būdu. Charakte-

ringojo impedanso verčių kitimas nuo kraštinių mikrojuostelių link vidinių yra didėjančio pobūdžio esant lyginiam sužadinimui, ir mažėjantis bei šiek tiek svyruojantis DML sužadinant nelyginiu būdu.

2. Pasiūlytas ir įgyvendintas užduoties lygiagretinimo principu grįstas lygiagretusis DML, žadinamas lyginiu ir nelyginiu būdu, analizės algoritmas, leidžiantis sumažinti analizės trukmę iki 3,6 karto. Esant N įmanomų DML žadinimo būdų skaičiui, pasiūlytas analizės algoritmas gali būti įgyvendintas $2^N + 1$ kompiuterių telkinyje.
3. Pasiūlytas ir įgyvendintas duomenų lygiagretinimo principu grįstas DML sintezės algoritmas, leidžiantis sintezės trukmę mažinti proporcingai pavaldžiųjų kompiuterių skaičiui telkinyje. Pavaldžiųjų kompiuterių skaičius šiuo atveju gali siekti didžiausią ruožą tarp keičiamų konstrukcinių parametrų.
4. Pasiūlytas ir įgyvendintas duomenų lygiagretinimo principu grįstas lygiagretusis meandrinės mikrojuostelinės vėlinimo linijos (MMVL) dispersinės charakteristikos apskaičiavimo algoritmas. MMVL dispersinės charakteristikos apskaičiavimo sparta pagal pasiūlytą algoritmą, įgyvendinto 8 kompiuterių telkinyje, padidėjo beveik 4 kartus palyginus su skaičiavimais atliktais taikant tik vieną kompiuterį.
5. Sukurti ir įgyvendinti keturi lygiagretieji MMVL sintezės algoritmai. Nustatyta, kad:
 - didinant mazgų skaičių kompiuterių telkinyje MMVL sintezės trukmė mažėja hiperbolinių dėsnio;
 - sparčiausiai MMVL sintezė atliekama naudojant skiltinio artėjimo metodu grįstus algoritmus;
 - MMVL sintezė pagal Monte Karlo metodu grįstus algoritmus vyksta lėčiau, nes ieškomos vertės šiuose algoritmuose randamos atsitiktiniu būdu;
 - pastebėta, kad didžiausias visų siūlomų MMVL sintezės algoritmų efektyvumas pasiekiamas mazgų skaičiui telkinyje artėjant prie nustatyto procesų skaičiaus.

Literatūra ir šaltiniai

Adams, J. R.; Xu, Y.; Xu, X.; Choi, J. S.; Gedney, D. S. Canning, X. F. 2008. Modular fast direct electromagnetic analysis using local-global solution modes, in *IEEE Antennas and Propagation* Vol. 56: 2427–2441.

Almeida, F.; Gonzalez, D.; Morena, L. M. 2004. The master-slave paradigm on heterogeneous systems: a dynamic programming approach for the optimal mapping, in *Parallel, Distributed and Network-Based Processings*: 266–272.

AMD® – ATI stresas technologija [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: < <http://www.amd.com/US/PRODUCTS/TECHNOLOGIES/STREAM-TECHNOLOGY/Pages/stream-technology.aspx>>.

Amdahl, G. M. 1964. The structure of System/360, part III: processing unit design considerations, in *IBM systems journal* Vol. 3: 144–164.

Ansys® – Simulation driven product development [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <www.ansys.com>.

AWR – Microwave Office [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: < <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Microwave-Office/>>.

Bal, H. E.; Heines, M. 1998. Approaches for integrating task and data parallelism. In *IEEE Concurrency* Vol. 6: 74–84.

Betti, E.; Cesati, M.; Gioiosa, R.; Piemaria, F. 2009. A global operating system for HPC cluster, in *IEEE Cluster computing and workshops CLUSTER '09*: 1–10.

Bogdanov, F. G.; Jobava, R.; Tsereteli, P. 2003. TriD: Tri-Dimensional code for electromagnetic modeling of arbitrary surface and wire configurations, in *User's Guide, ver. 2.14, EM Consulting and Software*, Report No. D-0018: 4 p.

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

Buchau, A.; Tsafak, S.M.; Hafla, W.; Rucker, W.M. 2008. Parallezation of Fast Multipole Boundry Element Method with cluster OpenMP, in *Magnetics, IEEE Transactions on* Vol. 44: 1338–1341.

Burokas, T.; Štaras, S. 2008. Properties of the Retard System Models Based on the Complex Cross Section Multiconductor Lines, in *Electronics and Electrical Engineering* No. 4(84): 3–8.

Chamarti, A.; Varahramyan, K. 2006. Transmission delay line based ID generation circuit for RFID applications, in *IEEE Microwave and wireless components letters* Vol. 16: 588–590.

Cheldavi A. 2003. Radiation from Multiconductor Transmission Lines: Exact Time-Domain Analysis, in *Electromagnetics* Vol. 23: 55–70.

Chen, X.; Cracraft, M.; Zhang, Y.; Zhang, J.; Drewniak, J.L. 2007. An efficient implementation of parallel FDTD, in *Electromagnetic compatibility*: 1–5.

Chen, Y.; Dinavahi, V. 2009. FPGA-Based real-time EMTP, in *IEEE Power delivery* Vol. 24: 892–902.

Chen, G. Y.; Sun, J. S.; Huang, S. Y.; Huang, C. J.; Wu, K. L.; Chen, Y. D.; Lin, C. H. 2006. The pliant monopole antenna (PMA) design for handset phone operation, in *ISAPE '06*: 1–4.

Chiang M. J.; Wu H. S.; Tzuang C. K. C. 2009. Artificial-synthesized edge-coupled transmission line for compact CMOS directional coupler designs, in *IEEE Trans. Microave Theory Technology* Vol. 57: 3410–3417.

CST[®] microwave studio[®] – 3D EM simulation software [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <<http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx>>.

Nvidia[®] [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <http://www.nvidia.com/object/cuda_home_new.html>.

Čiegis R. 2005. *Lygiagretieji algoritmai ir tinklinės technologijos*. Vilnius: Technika. 321 p.

Davidovitz, M. 2002. Approach to model order reduction for angular response calculations in periodic structures, in *Electronic letters* Vol. 38: 357–358.

Daškevičius V.; Skudutis J.; Štaras S. 2007. Simulation and properties of the H-profile meander system, in *Electronics and Electrical Engineering* No. 3: 65–68.

Daškevičius, V.; Skudutis, J.; Štaras, S. 2007. Simulation of the inhomogeneous meander line, in *Electronics and Electrical Engineering* No. 2(74): 37–40.

emGine enviroment [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <<http://www.petr-lorenz.com/emgine/>>.

Ergul, O.; Malas, T.; Gurek, L. 2011. Analysis of dielectric photonic-crystal problems with MLFMA and Schur-complement preconditioners, in *Journal Lightwave technology* Vol. 29: 888–897.

Esposito, A.; Tarricole, L. 2003. Grid computing for electromagnetics: a beginner's guide with applications, in *IEEE Antennas and Propagation Magazine* Vol. 45: 91–100.

Farhat, C.; Roux, F. X. 1991. A Method of Finite Element Tearing and Interconnecting and its Parallel Solution Algorithm, in *Int. J. Numer. Methods Eng* Vol. 32: 1205–1227.

FEMLAB [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 06 16]. Interneto prieiga: <<http://www.math.chalmers.se/Math/Research/Femlab/>>.

Feng, J.; Cheng, X. 2005. A study of parallel FDTD for simulating complex antennas on cluster system, in *Microwave conference proceedings APMC 2005*: 4 p.

Flynn, M. J. 1972. Some computer organizations and their effectiveness, in *IEEE transactions on computers*: 4 p.

Flynn's taxonomy [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 06 16]. Interneto prieiga: <http://en.wikipedia.org/wiki/Flynn%27s_taxonomy>.

Gao, B.; Gong, X.; Tong, L. 2009. Analysis of the Microstrip lines with finite substrate, in *IEEE Circuits and system international conference ICTD 2009*: 1–4.

Geist, G. A.; Kohl, J. A.; Papadopoulos, P. M. 1996. PVM and MPI: a Comparison of Features, in *Calculateurs Paralleles* Vol. 8: 137–150.

Gonzalez, J. M. V.; Barragan, C. A. B.; Jimenez, A. D.; Reatiga, A. G. A. 2010. Proof to verify the observation points in FDTD-MoL simulations of microstrip straight and meander lines, in *International Journal of Microwave and Optical Technology* Vol. 5: 22–26.

Grasso C.; Wu F. 2005. DDR SDRAM characteristic impedance and PCB design: how much impedance variation can a DDR SDRAM interface tolerate before going out of spec?, in *Printed Circuit Design & Manufacture, Thomson Gale* Vol. 22. 22–33.

Greda, L. A.; Pregla, R. 2003. MoL – analysis of periodic structures, in *IEEE Microwave Symposium Digest MTT-S* Vol. 3: 1967–1970.

Gupta S.; Caloz C. 2009. Analog signal processing in transmission line metamaterial structures. *Radioengineering* Vol 18: 155–167.

Gupta, K. C.; Garg, R.; Chadha, R. 1981. *Computer aided design of microwave circuits*. Artech House, Inc. 680 p.

Gurskas, A. 1995. Baigtinių elementų metodo taikymas mikrojuostelinių daugialaidžių linijų paskirstytosioms talpoms skaičiuoti, in *Electronic and electrotechnic* No. 3(3): 56–60.

Gurskas, A.; Jurevičius, V.; Kirvaitis, R.; Šileikis, A. 2002. Application of Scattering Matrices in Investigation of Electrodynamical Systems, in *Electronics and Electrical Engineering* Vol. 4: 7–12.

Gurskas, A.; Urbanavičius, V.; Martavičius, R. 2010. Evaluation of the Microstrip Lines connectors in the Meander Delay Line model, in *Elektronika ir elektrotechnika* No. 3(99): 39–42 p.

Hartley, D. R. T.; Catalyurek, U.; Ruiz, A. 2008. Biomedical image analysis on a cooperative cluster of GPU and multicores, in *ICS '08*: 15–25.

Han, L.; Wu, K.; Chen, X. P. 2009. Accurate Synthesis of Four-Line Interdigitated Coupler, in *IEEE Transactions on MTT* Vol. 57: 2444–2455.

Hashish, E. A.; Saker, H. A. 2003. Optimization of microstrip coupled lines band pass filters using the method of lines and the neural network technique, in *Radio Science Proceedings*: 1–9.

Harrington, R. 1990. Origin and development of the method of moments for field computation, in *IEEE Antennas and Propagation Magazine* Vol. 32: 31–35.

HFSS ANSYS [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 06 16]. Interneto prieiga: <<http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>>.

Intel® Celeron® [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <http://ark.intel.com/products/27104/Intel-Celeron-D-Processor-310-%28256K-Cache-2_13-GHz-533-MHz-FSB%29>.

Ishii, M.; Baba, Y. 2000. Advanced computational methods in lightning performance. The numerical electromagnetic code (NEC-2), in *IEEE Power engineering society* Vol. 4: 2419–2424.

Iwashita, T.; Shimasaki, M. 2000. Parallel Processing of 3-D Eddy Current Analysis with Moving Conductor Using Parallelized nICCG Solver with Renumbering Process, in *IEEE Trans. on Mag.* Vol. 36: 1504–1509.

Iwashita, T.; Shimasaki, M. 2002. Algebraic Multicolor Ordering for Parallelized ICCG Solver in Finite-Element Analyses, in *IEEE Trans. on Mag.* Vol. 38: 429–432.

Iwashita, T.; Shimasaki, M. 2000. Parallel Solvers for Electromagnetic Field Computations on Printed Circuit Boards, in *IEEE Trans. On Mag.* Vol. 36: 1504–1509.

Janhsen, A.; Hansen, V. 1991. Determination of the Characteristic Impedance of Single and Coupled Lines in Layered Dielectric Media, in *IEEE Microwave Symposium Digest* Vol. 2: 765–768.

Jobava, R.; Tsereteli, P.; Bagdonov, F.; Rachenko, A. 2004. Solving large scale EMC problems using Linux cluster and parallel MoM, in *Direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory*: 83–86.

Jobava, R.; Gheonjian, A.; Karkashadze, D.; Chikovani, G.; Bzhalava, A.; Hipeli, J. 2010. Scattering of low frequency magnetic fields by thin 3D sheets with combined resistive and magnetic properties, in *DIPED 2010*: 103–109.

Kabiri, A.; Qing, H.; Kermani, M. H. 2010. Design of a controllable delay line, in *IEEE Advanced packaging* Vol. 33: 1080–1087.

Karypis, G.; Kumar, V. 1995. Analysis of Multilevel Graph Partitioning, in *Proceedings of SC*: 18 p.

Kelley, C. T. 1999. *Iterative Methods for Optimization*. Philadelphia: SIAM. 202 p.

Kirvaitis, R. 1994. *Elektrodinaminės vėlinimo linijos*. Vilnius: Technika. 216 p.

Kitano, M. 2009. The Vacuum impedance and unit system, in *IEICE Transaction on Electronics* Vol. E92. C: 3–8.

- Kleiza A.; Štaras, S. 1999. Calculation of Characteristic Impedance of Multi-conductor Lines, in *Electronics and Electrical Engineering* Vol. 4: 41–44.
- Kowalski, G. 1974. Coplanar printed meander lines, in *AEU* B.28.H.6: 257–262.
- Krukonis, A. 2010. Investigation of calculation techniques of finite difference method, in *Science – Future of Lithuania* Vol. 2: 103–107.
- Kuylensstierna, D.; Gunnarsson, S. E.; Zirath, H. 2005. Lumped-element quadrature power splitters using mixed right/left-handed transmission lines, in *IEEE Microwave Theory and Techniques* Vol. 53: 2616–2621.
- Kumpel, W.; Effing, U.; Rittweger, V; Wolff, I. 1993. Parallel FDTD simulator for microwave structures, in *23rd European microwave conference*: 676–677.
- LAACG – Description ARGUS [interaktyvus] [žiūrėta 2011 06 16]. Interneto prieiga: <<http://laacg1.lanl.gov/laacg/c-on-line/descriptions/argus.html>>.
- Lee H. M.; Tsai C. M. 2009. Exact synthesis of broadband three-line Baluns, in *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* Vol. 57: 140–148.
- Lemona [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <http://www.lemona.lt/index.php?page=item&i_id=d1bb7259bb603fe36d877e71c5c1e048>.
- Losito, O. 2007. A double tapered microstrip leaky wave antenna, in *EuCap 2007*: 1–6.
- Lucca, G. 2000. Per unit length parameters of a multiconductor line with earth return inside a tunnel, in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Vol. 42: 6–15.
- Mafia 4 [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <<http://www.cst.com/Content/Products/MAFIA/Overview.aspx>>.
- Maloratsky, G. L. 2011. Using modified microstrip lines to improve circuit performance, in *High frequency Electronics*: 36–52.
- Marrocco, G. Gain-optimized self-resonant meander line antennas for RFID applications, in *IEEE Antennas and wireless propagation letters* Vol. 2: 302–305.
- Martavičius, R.; Jurjevas, A. 2000. Broadband Microstrip Meander Retard Systems (RS) Properties, in *Electronics and Electrical Engineering* Vol. 5: 43–48.
- Martavičius, R.; Jurjevas, A. 2001. Patikslinti plačiajuosčių meandrinių lėtinimo sistemų modeliai, in *Electronic and electrotechnic* No. 5(34): 38–43.
- Martavičius, R.; Urbanavičius, V. 1996. Netolygaus žingsnio daugialaidės linijos, in *Elektronik ir electrotechnic* No. 4(8): P. 24–30.

Martavičius, R.; Urbanavičius, V. 2004. Comparative analysis of the meander delay lines. In *Proceedings of the XIV international conference on electromagnetic disturbances*: 195–200.

Martavičius, R., Urbanavičius, V. 2002. The method of calculation of linear capacitances of the multiconductor line with irregular step, in *Electronics and Electrical Engineering* Vol. 6: 47–53.

Martavicius, R. 1996. *Electrodynamic plain retard systems for the wide-band electronic devices*. Vilnius: Technika. 264 p.

Masot, F.; Medina, F.; Horno, M. 1994. Analysis and experimental validation of a type of three-microstrip directional coupler, in *IEEE Transactions on MTT* Vol. 42: 1624–1631.

Mentor Graphics [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 06 16]. Interneto prieiga: <<http://www.mentor.com/electromagnetic-simulation/solutions>>.

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-2010*: 353–356.

MPICH2: High-performance and widely portable MPI [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 m. 17]. Interneto prieiga: <<http://www.mcs.anl.gov/research/projects/mpich2/>>.

Murray-Shelley, R. 1969. Calculation of transients on unsymmetrical multiconductor line systems using the graphical method, in *Electronics Letters* Vol. 5: 316–317.

Navsariwala, U. D.; Gedney, S. D. 1997. An Efficient Implementation of the Finite-Element Time Domain algorithm on parallel Computers using a Finite-Element Tearing and Interconnecting Algorithm, in *Microwave and Optical Technology Letters* Vol. 16: 204–208.

Ng, G.; Chan, A. C. 2008. A 38-Gb/s 2-tap transversal equalizer in 0,13- μm CMOS using a microstrip delay element, in *Radio frequency integrated circuit symposium*: 207–210.

Nickelson, L.; Shugoroff, V. 2005. *Singular integral equations' methods for the analysis of microwave structures*. Leiden&Boston: VSP. 330 p.

Nikfal, B.; Gupta, S.; Caloz, C. 2011. Increased group-delay slope loop system for enhanced-resolution analog signal processing, in *IEEE Microwave theory and techniques* Vol. 59: 1622–1628.

Oguni, N. Aasai, H. 2008. Estimation of parallel FDTD-based electromagnetic field solver on PC cluster with multi-core CPUs, in *Advanced Packaging and Systems Symposium*: 159–162.

Pacheco, P. S. 1996. *Parallel Programming with MPI*. San Francisco: Morgan Kaufman Publishers. 500 p.

Park S. W.; Ju J. C.; Park D. C. 2005. Analysis of Crosstalk between Finite-Length Multiconductor Transmission Lines on a PCB by Using Circuit-Concept Approach, in *IEICE Transactions on Communications* Vol. E88-B, No 8: 3189–3194.

Paul, C. R. 2008. *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. John Wiley & Sons. 803 p.

Pierce, J. R. 1950. *Traveling Wave Tubes*. New York: Van Nostrand. 260 p.

Preradovic, S.; Balbin, I.; Karmakar, N. C.; Swiegers, F. G. 2009. Multiresonator-Based chipless RFID system for Low-cost item tracking, in *IEEE Microwave theory and techniques* Vol. 57: 1411–1419.

Rachidi F.; Nucci C. A.; Ianoz W.; 1999. Transient analysis of multiconductor lines above a lossy ground, in *IEEE Transactions on Power Delivery* Vol. 14: 294–302.

Rawat, K.; Ghannouchi, F. M. 2009. A design methodology for miniaturized power dividers using periodically loaded slow wave structure with dual-band applications, in *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* Vol. 57: 3380–3388.

Robat, C. 2007. Introduction to super computers [interaktyvus]. [Žiūrėta 2011 09 16 d.] . Internet prieiga: < <http://www.thocp.net/hardware/supercomputers.htm>>.

Rowe, J. E. 1956. A Large-Signal Analysis of the Traveling Wave Amplifier – Theory and General Results, in *IRE Transactions on Electron Devices* Vol. ED-3: 39–57.

SAIC products [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <<http://www.saic.com/products/software/michelle/>>.

Savenko, P. O.; Tkach, M. D. 2000. Numerical solution of synthesis problem of flat microstrip antenna array according to the prescribed power directivity pattern, in *DIPED-2000 Proceedings*: 74–79.

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

Sakakibara, K.; Kashino, Y.; Hayashi, Y.; Kikuma, N.; Hirayama, H. 2007. Two dimensional array design techniques of millimeter-wave microstrip comb-line antenna array, in *Radio science* Vol. 43: 4 p.

Sarkar, A.; Benabbou, N.; Ghanem, R.; 2006. Domain decomposition method of stochastic PDEs and its parallel implementation, in *HPC in an advanced collaborative environment*: 17–17.

Schneider, M. V. 1972. Microstrip dispersijon, in *IEEE proceedings* Vol. 60: 144–146.

Semcad X solution [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 m. 09 21]. Interneto prieiga: <<http://www.speag.com/products/semcad/solutions/>>.

Seshima, N.; Tanaka, M.; Tsuboi, H. 2006. Electromagnetic field analysis by using parallel processing based on OpenMP, in *IEEE Electromagnetic field computation 12*: 114 p.

Shafai, C.; Sharma, S. K.; Yip, J.; Shafai, L. 2008. Microstrip delay line phase shifter by actuating integrated ground plane membranes, in *Microwave, Antennas & Propagation, IET*: 163–170.

Sheng, X. Q.; Yung, E. K. N.; Chan, C. H. 2001. Parallel Electromagnetic Modeling of 3D Microstrip Discontinuities using FEM and PML, in *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* Vol. 11: 38–47.

Shufeng S.; Junmei F. 2003. Analysis of pulsed signal distortion in microstrip line using Wigner-Ville distribution, in *IEEE Antennas, propagation and EM theory. Proceedings*. 862–865.

Skudutis, J.; Daškevičius, V. 2006. Investigation of meander delay system properties using the „MicroWave Studio“ software package, in *Elektronik ir electrotechnic* No. 8(72): 11–14 p.

Sonnet suites – Sonnet software [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <<http://www.sonnetsoftware.com/products/sonnet-suites/>>

SPARC T3 microprocessor [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <<http://www.oracle.com/us/products/servers-storage/servers/sparc-enterprise/t-series/sparc-t3-chip-ds-173097.pdfOverview.aspx>>.

Steindl, R.; Pohl, A.; Reindl, L.; Seifert, F. 1998. SAW delay lines for wirelessly requestable conventional sensors, in *IEEE Ultrasonics Symposiums Proceedings* Vol. 1: 351–354.

Sunderam, V. S.; Geist, G. A. 1999. Heterogeneous Parallel and Distributed Computing, in *Parallel Computing* Vol. 25: 1699–1721.

Štaras, S.; Skudutis, J.; Daškevičius, V. 1998. Asimetriškai išdėstytos išoriniame ekrane spiralės tyrimas, in *Electronic and electrotechnic* No. 1(4). 35–36 p.

Štaras, S. 2008. *Įvadas į skaitmeninius elektrodinamikos metodus ir jų taikymą*. Technika: Vilnius. 185 p.

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

Štaras, S.; Katkevičius, A.; 2010. Properties of helical structures containing periodical inhomogeneities, in *Electronic and Electrotechnic* No. 3(99): 49–52.

Štaras, S.; Martavičius, R.; Skudutis, J.; Urbanavičius, V.; Daškevičius, V. 2010. *Plačiajuosčių lėtinimo įtaisų modeliavimas ir taikymas*. Vilnius: Technika. 441 p.

Terada, T.; Ide, K.; Iwata, K.; Fukusako, T. 2008. Radiation characteristics of small and low profile print antenna using peano line, in *IEEE Microwave Conference APMC 2008*: 1–4.

Teukolsky, S. A.; Vetterling, W. T.; Flannery, B. P. 1999. *Numerical Recipes in C, The Art of Scientific Computing*. Cambridge: Cambridge University Press. 1002 p.

Tharp, J. S.; Lopez-Alonso, J. M.; Ginn, J. C.; Lail, B. A.; Munk, B. A.; Borman, G. D. 2006. Demonstration of a single layer meander line phase retarder at IR, in *IEEE Antennas and propagation Society international symposium*: 829–832.

Top 500 supercomputing site [interaktyvus] 2011. [žiūrėta 2011 rugsėjo 8 d.]. Interneto prieiga: <<http://www.top500.org>>.

Tripathi, V. k.; Lee, H. 1989. Spectral-domain computation of characteristic impedances and multiport parameters of multiple coupled microstrip lines, in *IEEE Microwave theory and techniques* Vol. 37: 215–221.

Urbanavičius, V.; Gurskas, A.; Martavičius, R. 2009. Simulation of the meander delay line using the hybrid method, in *Electronics and Electrical Engineering* No. 2(90): 3–6.

Urbanavičius, V.; Martavičius, R. 2006. Model of the microstrip line with a non-uniform dielectric, in *Electronic and Electrotechnic* No. 3(67). 55–60 p.

Urbanavičius, V.; Mikučionis, Š.; Martavičius, R. 2007. Model of the coupled transmission line with a non-uniform dielectric, in *Electronics and Electrical Engineering* No. 5 (77): 23–28.

- Vainoris, Z. 2004. *Bangų elektronikos pagrindai*. Vilnius: Technika. 513 p.
- Vincent, P.; Culver, J.; Eason, S. 2003. Meandered line microstrip filter with suppression of harmonic passband response, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest: 1905–1908*.
- De Vivo, B.; Petrarca, C.; Tucci, V.; Vitelli, M. 2006. A multi conductor transmission line model for the evaluation of the rotor shaft voltages in adjustable speed drive motors, in *Progress In Electromagnetics Research Symposium: 236–240*.
- Vollaire, C.; Nicolas, L.; Nicolas, A. 1998. Parallel Computing for the Finite Element Method, in *The European Physical Journal Applied Physics*, Vol. 1: 305–314.
- Vollaire, C.; Nicolas, L.; Nicolas, A. 1998. Parallel Computing for Electromagnetic Field Computation, in *IEEE Trans. on Mag.* Vol. 34: 3419–3422.
- Wang, H.; Xue, Z.; Gao, B.; Yang, S.; Li, W.; Ren, W. 2005. Analysis of the radiated characters pf phased-array antennas under the influence of shelter by parallel FDTD algorithm, in *IEEE Microwave Conference proceedings: 4 p*.
- Wang, H.; Trakic, A.; Xia, L.; Crozier, S.; Liu, F.; Bialkowski, M. 2006. A parallel FDTD scheme for electromagnetic analysis and design of MRI system, in *IEEE Eng. Med. Biol. Soc.:* 264–267.
- Wang, Q.; Yao, J. 2007. Switchable optical UWB monocycle and doublet generation using a reconfigurable photonic microwave delay-line filtre, in *Optic Express* Vol. 15: 667–672.
- Weiss, J. A.; Bryant, T. G. 1969. Parameters of microstrip, in *Electronic letters* Vol. 5: 517 p.
- Wei, C.; Barrington, R. F.; Mautz, J. R.; Sarkar, T. K. 1984. Multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media, in *IEEE Microwave theory and techniques* Vol. 32: 439–450.
- Wheeler, H. A. 1964. Transmission-line properties of parallel wide strips by a conformal-mapping approximation, in *IEEE Microwave theory and techniques* Vol. 12: 280–289.
- Wolfe, C. T.; Navsariwala, U.; Gedney, S. D. 2000. A parallel Finite- Element Tearing and Interconnecting Algorithm for Solution of the Vector Wave Equation with PML Absorbing Medium, in *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* Vol. 48.: 278–284.

Yordanov, H.; Ivrlac, M.; Nossek, J.; Russer, P.; 2007. Field Modelling of a Multiconductor Digital Bus, in *Proceedings of the 37th European Microwave Conference*: 1377–1380.

Zhang, Y.; Sarkar, T. K.; De, A.; Yilmazer, N.; Burintramart, S.; Taylor, M. 2007. A Cross-platform parallel MoM code with ScaLAPACK solver, in *IEEE Antennas & propagation society international symposium*: 2797–2800.

Zhang, Y.; Sarkar, T. K.; Van De Geinjn, R. A.; Taylor, M. 2008. Parallel MoM using higher order basis function and PLAPACK in-core and out-of-core solvers for challenging EM simulations, in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*: 1–4.

Zhang, Y.; Ding, W.; Liang, C. 2005. Analysis of parallel performance of MPI based parallel FDTD on PC clusters, in *Microwave Conference Proceedings APMC 2005 proceedings* Vol. 4: 3 p.

Zhang, X.; Liu, X.; Liu, S.; Yu, J.; Ding, R.; Liu, B.; Xiao, R. 2008. A more efficient mechanism of FDTD method based on message passing interface, in *Microwave and Millimeter Wave Technology. ICMMT 2008* Vol. 2: 692–695.

Zhang, Y.; Porter, J.; Taylor, M.; Sarkar, T. K. 2008. Solving challenging electromagnetic problems using MoM and a parallel out-of-core solver on high performance clusters, in *IEEE Antennas and Propagation Society international symposium*: 1–4.

Zhang, Y.; Zhao, X. W.; Donoro, D. G.; Ting, S. W.; Sarkar K. T. 2010. Parallelized hybrid method with higher-order MoM and PO for analysis of phased array antennas on electrically large platforms, in *IEEE Antennas and Propagation* Vol. 58: 4110–4115.

Zingg D. W. 1997. High-order finite-difference methods in computational electromagnetics, in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* Vol. 1: 110–113.

Xiao, B.; Wang, X.; Zhao, J.; Zhang, D. 2010. Compact ultra-wideband printed monopole antenna with a trapezoidal radiator, in *ICISE 2010*: 1919–1922.

Xilinx® FPGA's [interaktyvus] 2011 [žiūrėta 2011 09 12]. Interneto prieiga: <<http://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga/index.htm>>.

Гурскас, А. 1991. Исследование и разработка меандровых микрополосковых линии задержки. *Диссертация на соискание научной степени кандидата технических наук*. Вильнюс. 130 с.

Кравцов. Ю. А. 2011. Нормальные волны, в *Большой Советской Энциклопедии* [interaktyvus]. [Žiūrėta 2011 09 16 d.] . Interneto prieiga: <<http://bse.scilib.com/article082603.html>>.

Силин, Р. А.; Сазанов, В. П. 1966. *Замедляющие системы*. Масква: Техника. 308 с.

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

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

Вержбицкий, В. 2001. *Численные методы. математический анализ и обыкновенные дифференциальные уравнения*. Москва: Оникс. 400 с.

Autoriaus publikacijos disertacijos tema

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Pomarnacki, R. 2010. Dispersinės lygties sprendimo būdai, *Mokslas – Lietuvos ateitis*. 2(1): 112–116. Vilnius: Technika. ISSN 2029-2341 (Index Copernicus).

Pomarnacki, R.; Krukonis, A.; Urbanavičius, V. 2010. Parallel algorithm for the quasi-TEM analysis of microstrip multiconductor line, *Elektronika ir elektrotechnika*. 5(101): 86–89. Kaunas: Technologija. ISSN 1392-1215 (ISI Web of Science).

Pomarnacki R.; Krukonis A. 2011. Parallel synthesis of multiconductor microstrip lines, *Mokslas – Lietuvos ateitis*. 3(1): 104-109. Vilnius: Technika. ISSN 2029-2341 (Index Copernicus).

Straipsniai kituose leidiniuose

Pomarnacki, R.; Urbanavičius, V. 2009. Parallel system for the analysis of meander delay line, in the 32th international conference “IC-SPETO 2009”. 53–54. Inspec.

Urbanavičius, V.; Pomarnacki, R. 2008. Models of multiconductor line with a nonhomogeneous dielectric, in the 18th international conference “Electromagnetic disturbances EMD’ 2008”. 203–208 (ISI Proceedings).

Priedai

A priedas. Baigtinių skirtumų metodu grįstas daugialaidės mikrojuostelinės linijos matematinis modelis

Specifinis daugialaidės linijos nevienalytėje terpėje atvejis – N juostelių daugialaidė mikrojuostelinė linija (DML), kurios apibendrinta sandara pateikta 2.1 pav.

Sudarydami matematinį DML modelį, grįstą baigtinių skirtumų (BS) metodu, galima remtis trečiąja Maksvelio lygtimi diferencialine forma (Vainoris 2004):

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho(x, y, z), \quad (\text{A1.1})$$

čia $\operatorname{div} \vec{D}$ – elektrinio lauko indukcijos vektoriaus $\vec{D}$ divergencija; ρ – laisvojo elektros krūvio tankis taške su koordinatėmis x, y, z .

Atsižvelgus į tai, kad

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (\text{A1.2})$$

A1.1 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos modelio, grįsto Baigtinių skirtumų metodu skerspjūvis (a) ir potencialų apskaičiavimo tinklėlio fragmentas (b)

ir

$$\vec{E} = -\text{grad}\varphi, \quad (\text{A1.3})$$

(A1.1) lygtį galima perrašyti taip:

$$\text{div grad } \varphi = -\frac{\rho(x, y, z)}{\epsilon_0 \epsilon_r}, \quad (\text{A1.4})$$

čia $\vec{E}$ – elektrinio lauko stiprio vektorius; φ – elektrinis potencialas, ϵ_0 – elektrinė konstanta, ϵ_r – santykinė dielektrinė skvarba.

Pastaroji lygtis vadinama Puasono (*Poisson*) lygtimi. Stačiakampėje koordinatų sistemoje Puasono lygtis išreiškiama šitaip:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = -\frac{\rho(x, y, z)}{\varepsilon} \quad (\text{A1.5})$$

arba

$$\nabla^2 \varphi = -\frac{\rho(x, y, z)}{\varepsilon}, \quad (\text{A1.6})$$

čia ∇^2 – Laplaso operatorius

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}. \quad (\text{A1.7})$$

Kai tarp laidininkų nėra laisvųjų krūvių ($\rho = 0$), Puasono lygtis tampa paprastesnė – įgyja Laplaso lygties pavidalą. Tada dvimatės erdvės atveju

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = 0. \quad (\text{A1.8})$$

Dalines potencialo išvestines (A1.8) lygtyje galime išreikšti baigtiniais potencialų skirtumais (Sadiku 2009, Štaras *et al.* 2010). Nagrinėjamą sritį reikia padalinti tinkleliu. Analizuojant dvilaides ir daugialaides linijas gerai tinka tolygus dekartinis tinklelis, kurio taškų koordinatės apibūdina sveikieji skaičiai i, j (A1.1 pav., *b*). Tolygiam tinkleliui dalinimo žingsnis x ir y kryptimis yra vienodas:

$$x_{i+1} - x_i = x_i - x_{i-1} = \Delta x, \quad (\text{A1.9})$$

$$y_{j+1} - y_j = y_j - y_{j-1} = \Delta y, \quad (\text{A1.10})$$

čia $\Delta x = \Delta y = \Delta$.

Potencialą taške i, j pažymėję $\varphi_{i,j}$, potencialo pokytį tarp gretimų x kryptimi taškų i, j ir $i+1, j$, galime išreikšti taip:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial x} \cong \frac{\varphi_{i+1,j} - \varphi_{i,j}}{\Delta}, \quad (\text{A1.11})$$

o tarp taškų i, j ir $i-1, j$:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial x} \cong \frac{\varphi_{i,j} - \varphi_{i-1,j}}{\Delta}. \quad (\text{A1.12})$$

Tada antrosios eilės išvestinė

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} \cong \frac{(\varphi_{i+1,j} - \varphi_{i,j})/\Delta - (\varphi_{i,j} - \varphi_{i-1,j})/\Delta}{\Delta} = \frac{\varphi_{i+1,j} + \varphi_{i-1,j} - 2\varphi_{i,j}}{\Delta^2}. \quad (\text{A1.13})$$

Analogiškai gauname antrosios eilės išvestinės išraišką y koordinatės kryptimi:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \cong \frac{\varphi_{i,j+1} + \varphi_{i,j-1} - 2\varphi_{i,j}}{\Delta^2}. \quad (\text{A1.14})$$

Gautąsias antrųjų išvestinių išraiškas (A1.13) ir (A1.14) įrašę į dvimatę Laplaso lygtį (A1.8) gauname:

$$\varphi_{i+1,j} + \varphi_{i-1,j} + \varphi_{i,j+1} + \varphi_{i,j-1} - 4\varphi_{i,j} = 0. \quad (\text{A1.15})$$

Pastaroji išraiška yra Laplaso lygtis, užrašyta skirtuminiu pavidalu. Iš jos gauname:

$$\varphi_{i,j} = (\varphi_{i+1,j} + \varphi_{i-1,j} + \varphi_{i,j+1} + \varphi_{i,j-1})/4. \quad (\text{A1.16})$$

Pagal pradinius ir nekintamus (pavyzdžiui, linijos laidininko ir ekranų) potencialus, taikant (A1.16) ir sprendžiant iteracijomis, galima rasti potencialo pasiskirstymą visoje nagrinėjamoje srityje (linijos skerspjūvyje). Nagrinėjant potencialų pasiskirstymus vienlaidės, dvilaidžių arba daugialaidžių linijų skerspjūviuose, patogiausia laidininkų potencialus prilyginti 1 V, o ekranų (elektrinių sienelių) potencialus – 0 V.

Kai linijos skerspjūvis užpildytas nevienalyčiu dielektriku, dielektrikų riboje potencialų skaičiavimo išraišką (A1.16) taip pat reikia koreguoti. Šiuo atveju linijos skerspjūvis padalinamas tinkleliu taip, kad dalis mazgų atsirastų dielektrikų riboje. Sakydami, kad nagrinėjamoje dvimatėje erdvėje nėra laisvųjų krūvių, užrašome Gauso dėsnį diferencialine forma:

$$\frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} = 0, \quad (\text{A1.17})$$

čia D_x ir D_y – elektrinės indukcijos dedamosios x ir y ašių kryptimis.

Elektrinės indukcijos normalės kitimo greitį, pereinant dielektrikų ribą y ašies kryptimi, galime išreikšti per taškų potencialus:

$$\begin{aligned} \frac{\partial D_y}{\partial y} &= \frac{D_{i,j+1/2} - D_{i,j-1/2}}{\Delta} = \\ &= -\frac{\varepsilon_0}{\Delta^2} \left[\varepsilon_{r1} (\varphi_{i,j+1} - \varphi_{i,j}) - \varepsilon_{r2} (\varphi_{i,j} - \varphi_{i,j-1}) \right]. \end{aligned} \quad (A1.18)$$

Dielektrinę skvarbą dielektrikų riboje pažymėję ε_{r3} , analogiškai užrašome normalės kitimo greičio x ašies kryptimi išraišką:

$$\frac{\partial D_x}{\partial x} = -\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r3}}{\Delta^2} (\varphi_{i+1,j} + \varphi_{i-1,j} - 2\varphi_{i,j}). \quad (A1.19)$$

Irašę (A1.19) ir (A1.18) į (A1.17), galime rasti taško potencialą dielektrikų riboje:

$$\varphi_{i,j} = \frac{\varepsilon_{r1}\varphi_{i,j+1} + \varepsilon_{r2}\varphi_{i,j-1} + \varepsilon_{r3}(\varphi_{i+1,j} + \varphi_{i-1,j})}{\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2} + 2\varepsilon_{r3}}. \quad (A1.20)$$

Atliekant skaičiavimus, lygtis (P1.20) taikoma tik skirtingų dielektrikų riboje. Santykinė dielektrinė skvarba ε_{r3} randame iš sąlygos, kad potencialai $\varphi_{i-1,j}$ ir $\varphi_{i+1,j}$ turi vienodą įtaką $\varphi_{i,j}$ reikšmei:

$$\varepsilon_{r1}\varphi_{i,j+1} + \varepsilon_{r2}\varphi_{i,j-1} = \varepsilon_{r3}(\varphi_{i-1,j} + \varphi_{i+1,j}). \quad (A1.21)$$

Tada

$$\varepsilon_{r3} = \frac{\varepsilon_{r1}\varphi_{i,j+1} + \varepsilon_{r2}\varphi_{i,j-1}}{\varphi_{i-1,j} + \varphi_{i+1,j}}. \quad (A1.22)$$

Atliekant skaičiavimus, pirmiausia apskaičiuojama santykinė dielektrinė skvarba ε_{r3} , po to pagal (A1.20) skaičiuojamas potencialas skirtingų dielektrikų riboje.

Verta pastebėti, kad tuo atveju, kai aplinkinių mazgų potencialai nežymiai skiriasi, pagal (A1.22) $\varepsilon_{r3} \cong (\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2})/2$.

Apskaičiavus potencialus analizuojamoje srityje atliekamas mikrojuostelių ilginių talpų apskaičiavimas. Šiam tikslui pasiekti sudaromas menamas kontūras l_C apie kiekvieną mikrojuostelę (A1.1 pav. a) ir apskaičiuojamas kiekvieno laidininko krūvis:

$$Q = \oint_S \vec{\varepsilon} \vec{E} d\vec{S}. \quad (A1.23)$$

skaitmeniškai integruojant (A1.23) išraiškos integralą išilgai A1.1 pav., a parodyto uždaro kontūro l_c , apėmiančio i -ąją daugialaidės linijos mikrojuostelę

$$\rho_i = \frac{Q_i}{l} = \oint_{l_c} \varepsilon \vec{E} \frac{d\vec{S}}{l} = \oint_{l_c} \varepsilon (-\nabla \varphi) \cdot d\vec{n}, \quad (\text{A1.24})$$

čia $d\vec{n} = \frac{d\vec{S}}{l}$, l – nagrinėjamos juostelės atkarpos ilgis.

Nagrinėjamu atveju potencialo pokytis normalės kryptimi išilgai integravimo kelio ieškomas kaip potencialų, dviejuose gretimuose per $\Delta n = 1$ į abi puses nuo integravimo kontūro nutolusiuose tinklelio taškuose, skirtumas. Taigi (A1.24) formulėje esantis potencialo gradientas $\nabla \varphi$ išreiškiamas taip:

$$\nabla \varphi = \frac{\partial \varphi}{\partial n} \vec{n} \approx \frac{\Delta \varphi}{2\Delta n} \approx \frac{\Delta \varphi}{2}. \quad (\text{A1.25})$$

Taigi, (A1.25) išraišką įrašę į (A1.24) lygtį ir pakeitę integravimo operaciją sumavimu, gauname formulę

$$\rho_i = \sum_{l_c} \varepsilon \frac{\Delta \varphi}{2}. \quad (\text{A1.26})$$

Išskleista išraiška krūviui apskaičiuoti atrodytu taip:

$$q = - \left(\dots + \varepsilon_1 \frac{\varphi_{i-2,j-1} - \varphi_{i-2,j+1}}{2} + \varepsilon_1 \frac{\varphi_{i-1,j-1} - \varphi_{i-1,j+1}}{2} + \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2} \frac{\varphi_{i,j-1} - \varphi_{i,j+1}}{2} + \varepsilon_2 \frac{\varphi_{i+1,j-1} - \varphi_{i+1,j+1}}{2} + \dots \right), \quad (\text{A1.27})$$

Ilginė talpa turint apskaičiuotą krūvį gaunama pagal išraišką:

$$C_{i1,0} = \frac{q_i}{\varphi_i}. \quad (\text{A1.28})$$

čia i nurodo mikrojuostelės numerį, o 1 ir 0 apibūdina atitinkamai, kad dielektrinis pagrindas yra, arba jis pakeičiamas oru, φ_i – i -ajai mikrojuostelei analizės metu suteiktas potencialas.

Apskaičiavus talpas galima apskaičiuoti DML charakteringąjį impedansą Z_{0i} , efektinę dielektrinę skvarbą $\epsilon_{\text{ref } i}$ ir fazinį bangos greitį v_{fi} kiekvienai i mikrojuostelei:

$$Z_{0i} = \frac{1}{c_0 \sqrt{C_{i0} \cdot C_{i1}}}, \quad (\text{A1.29})$$

$$\epsilon_{\text{ref } i} = \sqrt{\frac{C_{i1}}{C_{i0}}}, \quad (\text{A1.30})$$

$$v_{fi} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref } i}}}. \quad (\text{A1.31})$$

B priedas. Momentų metodu grįstas daugialaidės mikrojuostelinės linijos matematinis modelis

Specifinis daugialaidės linijos nevienalytėje terpėje atvejis – N juostelių daugialaidė mikrojuostelinė linija (DML), kurios apibendrinta sandara pateikta 2.1 pav. Terpės nevienalytiškumas tokioje linijoje, kaip ir kitose mikrojuostelinėse struktūrose, susidaro dėl dielektrinio pagrindo ir oro erdvės virš laidininkų sąsajos. Šiam nevienalytiškumui apibūdinti naudojamas atspindžio koeficientas (Štaras et. al., 2010)

$$K = -\frac{\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}}{\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2}}, \quad (\text{B1.1})$$

čia ε_{r1} – DML pagrindo santykinė dielektrinė skvarba; ε_{r2} – terpės virš dielektrinio pagrindo santykinė skvarba.

Sudarydami DML modelį, grįstą momentų metodu (Harrington, 1993), linijos signalines mikrojuosteles įsivaizduosime be galo plonas, esančias erdvės dalyje virš dielektrinio pagrindo ir padalintas į ΔW pločio $M = \sum_{n=1}^N M_n$ dalinių sričių, čia M – mikrojuostelių daugialaidėje linijoje skaičius. Kiekvienos dalinės srities krūvio tankis ρ_{si} nežinomas. Patogumo dėlei daroma prielaida, kad i -ojoje dalinėje srityje krūvio pasiskirstymo tankis ρ_{si} yra pastovus. Siekiant supaprastinti skaičiavimus taip pat tariama, kad kiekvienoje tokioje srityje krūvis sukoncentruotas be galo plonoje stygoje, esančioje srities centre (B1.1 pav.), taigi i -osios srities ilginis krūvis šiuo atveju apskaičiuojamas pagal formulę

$$q_i = \rho_{si} \cdot \Delta W. \quad (\text{B1.2})$$

Ižemintos modelio ekrano plokštumos ekvipotencialinis paviršius gaunamas sudarant kiekvieno taškinio krūvio veidrodinį atspindį $-q_i$. B1.1 pav. matome, kad dėl nulinio laidininko storio krūviai DML modelyje yra prie pat dielektriko paviršiaus. Taško P_j potencialas, kurį sužadina tame pačiame taške esantis krūvis, apskaičiuojamas kaip nuosavas potencialas sudėjus krūvį q_j ir jo pirmąjį dalinį atvaizdą Kq_j , t. y. $q_j + Kq_j = (1 + K)q_j$.

B1.1 pav. Daugialaidės mikrojuostelinės linijos juostelės, padalintos į dalines sritys

Nagrinėjamos išlygomis DML matematinį modelį sudarys tiesinių lygčių sistema, apibūdinanti potencialų taškuose P_j priklausomybę nuo krūvio tankių ρ_i , esančių visose dalinėse srityse.

Taikant dalinių atvaizdų principą (Silvester, Ferrari, 1996), kiekvieno krūvio įtaka potencialui nagrinėjamame linijos taške apskaičiuojama per 6 žingsnius:

1. Apskaičiuojama potencialo dalis, kurią sužadina tame pačiame taške esantis krūvis q_j ir jo pirmasis dalinis atvaizdas Kq_j :

$$\varphi_1(P_j : P_j) = -\frac{(1+K)q_j}{2\pi\epsilon_0} \left[\ln\left(\frac{\Delta W}{2}\right) - 1 \right], \quad (\text{B1.3})$$

čia ΔW – dalinės sritys plotis (B1.1 pav.), K – atspindžio koeficientas, apskaičiuojamas pagal (B1.1) išraišką.

2. Nustatoma potencialo dalis, kurią sužadina kiti krūvio q_j daliniai atvaizdai:

$$\varphi_2(P_j : P_j) = \frac{K(1-K^2)q_j}{2\pi\epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} K^{2(n-1)} \ln(4nh). \quad (\text{B1.4})$$

3. Randama potencialo dalis, kurią sužadina taške P_j' esantis neigiamasis krūvis $-q_j$ ir visi jo daliniai atvaizdai:

$$\varphi_3(P_j : P_j') = -\frac{(1-K^2)q_j}{2\pi\epsilon_0} \ln R(P_j : P_j'). \quad (\text{B1.5})$$

4. Apibūdinamas sąryšis tarp potencialo taške P_j dalies ir ją žadinančių krūvių q_i , esančių taškuose P_i ($1 \leq i \leq M$ ir $i \neq j$, čia $M = \sum_{n=1}^N M_n$ – nežinomų krūvių visų mikrojuostelių dalinėse srityse skaičius) ir šių krūvių pirmųjų dalinių atvaizdų:

$$\varphi_4(P_j : P_i) = -\frac{(1-K^2)q_i}{2\pi\epsilon_0} \ln R(P_j : P_i), \quad (\text{B1.6})$$

čia $R(P_j : P_i)$ – atstumas tarp nagrinėjamo taško P_j ir krūvio q_i .

5. Nustatoma potencialo, esančio taške P_j dalis, kurią žadina kiti krūvių q_i daliniai atvaizdai:

$$\varphi_5(P_j : P_i) = \frac{K(1-K^2)q_i}{4\pi\epsilon_0} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} K^{2(n-1)} \ln \left[R^2(P_j : P_i) + (4nh)^2 \right]. \quad (\text{B1.7})$$

6. Nustatomas sąryšis tarp potencialo taške P_j dalies ir ją žadinančių veidrodinių krūvių $-q_i$ bei visų jų dalinių atvaizdų:

$$\varphi_6(P_j : P_j') = \frac{(1-K^2)q_j}{4\pi\epsilon_0} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} K^{2(n-1)} \ln \left\{ R^2(P_j : P_j') + \left[(2n-1)2h \right]^2 \right\}. \quad (\text{B1.8})$$

Šitaip radus visas taško P_j potencialo komponentes, sudaroma ši tašką atitinkanti Gryno funkcija (Silvester, Ferrari, 1996). Nagrinėjamoju atveju ji gaunama pagal (B1.3)–(B1.8) išraiškas sudėjus gautas potencialų dalis

$$G_{ij} = \sum_{k=1}^6 \varphi_k (P_j : P_i). \quad (\text{B1.9})$$

Padarius prielaidą, kad į visas mikrojuosteles siunčiama plius 1 V įtampa, sudaroma tiesinių lygčių sistema, apibūdinanti vienetinius potencialus taškuose $P_1 \dots P_M$:

$$\begin{cases} 1 = G_{11}q_1 + G_{12}q_2 + \dots + G_{1M}q_M \\ 1 = G_{21}q_1 + G_{22}q_2 + \dots + G_{2M}q_M \\ \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\ 1 = G_{M1}q_1 + G_{M2}q_2 + \dots + G_{MM}q_M \end{cases}, \quad (\text{B1.10})$$

čia G_{ij} – koeficientai, atitinkantys Gryno funkciją, kuri apibūdina krūvio q_j sužadinamą potencialą taške P_i .

(B1.10) perrašyta matricų pavidalu atrodo taip:

$$\mathbf{1} = \mathbf{G} \times \mathbf{q}. \quad (\text{B1.11})$$

Nežinomų krūvių $\mathbf{q}$ matrica apskaičiuojama atliekant matricų algebros veiksmus, pvz.:

$$\mathbf{q} = \mathbf{G}^{-1} \times \mathbf{1}, \quad (\text{B1.12})$$

čia $\mathbf{G}^{-1}$ – atvirkštinė matrica.

Mikrojuostelių ilginės talpos šiuo atveju gaunamos tiesiog sudėjus visų n -osios mikrojuostelės M_n dalinių sričių krūvius:

$$C_{1n} = \sum_{i=1}^{M_n} q_{in}. \quad (\text{B1.13})$$

Charakteringąjį impedansą galima apskaičiuoti taikant išraišką

$$Z_{Cn} = \frac{1}{c_0 \sqrt{C_{1n} C_{01n}}}, \quad (\text{B1.14})$$

čia c_0 – šviesos greitis vakuume, C_{01n} – n -osios mikrojuostelės ilginė talpa, kai joje dielektrinis pagrindas yra oras.

Raimondas POMARNACKI

ELEKTRODINAMINIŲ LĖTINIMO ĮTAISŲ TYRIMAS TAIKANT LYGIAGREČIĄSIAS
KOMPIUTERINES SISTEMAS

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

INVESTIGATION OF THE ELECTRODYNAMIC RETARD DEVICES USING
PARALLEL COMPUTER SYSTEMS

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2011 11 14. 12,5 sp. I. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
<http://leidykla.vgtu.lt>
Spausdino UAB „Ciklonas“
J. Jasinskio g. 15, 01111 Vilnius