

SUSIETŪJŲ MIKROJUOSTELINIŲ LINIJŲ DAŽNINĖS CHARAKTERISTIKOS

Audrius Krukonis¹, Šarūnas Mikučionis²

Vilniaus Gedimino technikos universitetas

El. paštas: ¹audrius.krukonis@vgtu.lt; ²sarunas.mikucionis@vgtu.lt

Santrauka. Straipsnyje aptariamas baigtinių skirtumų laiko srities metodo taikymas ir absorbuojančio sluoksnio taikymas susietųjų mikrojuostelinių linijų analizei. Sudaryti ir išnagrinėti baigtinių skirtumų laiko srities metodu grįsti susietųjų mikrojuostelinių linijų matematiniai modeliai. Pateikiamos kiekvieno iš laidininkų įtampos, srovės, charakteringojo impedanso ir efektyviosios dielektrinės skvarbos skaičiavimo metodikos. Aptariami skaičiavimo metodikų pranašumai, trūkumai, pateikiamos jų tobulinimo kryptys.

Reikšminiai žodžiai: susietosios mikrojuostelinės linijos, baigtinių skirtumų laiko srities metodas, charakteringasis impedansas, efektyvioji dielektrinė skvarba.

Įvadas

Susietosios mikrojuostelinės linijos (SML) plačiai taikomos filtruose (Mohra 2009), rezonatoriuose (Bogdanov, Ludwig 2002), fazės keitikliuose (Sheng, Ong 2012) ir kituose mikrobangų elektronikos įtaisuose. Siekiant suderinti SML ar jų pagrindu sudarytas struktūras su kitais elektroninių įtaisų elementais, būtina žinoti SML charakteringojo impedanso ir santykinės efektyviosios dielektrinės skvarbos dažnines charakteristikas.

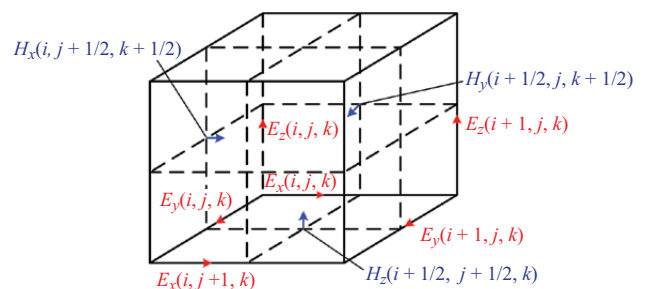
SML modeliuoti taikomi įvairūs analitiniai (Abbosh 2009) ir skaitiniai (Awasthi *et al.* 2005) metodai ir jais grįsta komercinė programinė įranga (Muthana, Kroger 2007). Be to, SML pagrindu sukurtiems įtaisams modeliuoti plačiai taikomas ekvivalentinių grandinių metodas (Xiang *et al.* 2009; Xue *et al.* 2011).

Dažniausiai mokslinėje literatūroje aptinkami kvazistatinių SML modelių tyrimai. Tačiau tokie tyrimai neįvertina įtaisų dispersinių charakteristikų, todėl, siekiant SML taikyti plačiame dažnių ruože, reikalingas modelis, gebantis įvertinti SML charakteristikų priklausomybę nuo dažnio. Šiam tikslui gali būti taikomi analitiniai metodai (Karpukov, Romanenko 2002), komercinė programinė įranga, grįsta baigtinių elementų metodu (Lee *et al.* 2007), momentų metodu (Sheng, Lei 2005). SML pagrindu sudarytos struktūros nagrinėjamos ir lietuvių autorių (Štaras, Katkevičius 2010; Katkevičius *et al.* 2012; Urbanavičius *et al.* 2007; Mikučionis, Urbanavičius 2010). Šiame straipsnyje SML dažninėms charakteristikoms analizuoti siūloma taikyti baigtinių skirtumų laiko srities metodą.

Antrame straipsnio skyriuje aptariamas susietųjų mikrojuostelinių linijų matematinis modelis, grįstas baigtinių skirtumų laiko srities metodu (BSLS) ir absorbuojančio sluoksnio principu. Trečiame skyriuje glaustai aptartos įtampos, srovės, charakteringojo impedanso ir efektyviosios dielektrinės skvarbos dažnių charakteristikų skaičiavimo metodikos. Ketvirtame skyriuje aptariami skaičiavimų rezultatai ir analizuojamas jų patikimumas. Pasiiekti rezultatai formuluojami straipsnio apibendrinime.

Susietųjų mikrojuostelinių linijų modelis

Modeliuojant mikrobangų įtaisus baigtinių skirtumų laiko srities metodu, visa nagrinėjama sritis padalijama į Yee gardeles (Yee 1966), kuriose išdėstomos elektrinių ir magnetinių laukų komponentės (1 pav.). Kiekviena elektrinio ir magnetinio lauko komponentė apskaičiuojama aproksi-

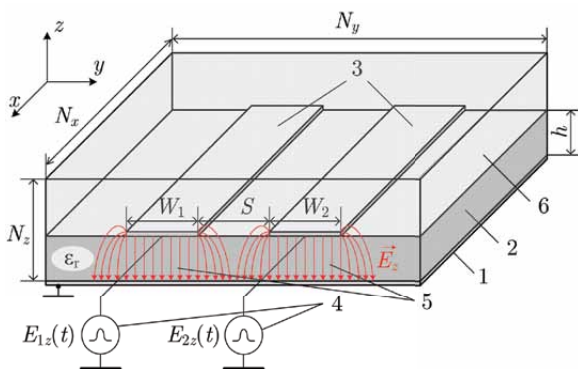


1 pav. Elektrinio ir magnetinio laukų komponentių išdėstymas Yee gardelėje

Fig. 1. Yee cell with electric and magnetic field components positions

muojant dalinių išvestinių Maksvelo lygtis centrinių skirtumų lygtimis. Šių laukų komponentės skaičiuojamos visoje nagrinėjamoje srityje kiekviename analizuojamame laiko žingsnyje. Tam tikros lauko komponentės reikšmė priklauso nuo visų ją supančių komponentių ir nuo buvusios šios komponentės reikšmių.

Dėl baigtinių kompiuterio atminties išteklių nagrinėjama atviroji susietųjų mikrojuostelinių linijų erdvė turi būti pakeista į ribotą sritį, apsupant linijas įgerties sluoksniais. Šie sluoksniai modelyje įgyvendinami siekiant nuslopinti bet kokias elektromagnetines bangas, pasiekiančias atviruosius linijų galus ir galėsiančias nuo šių galų atsispindėti ir sklįsti atgaline kryptimi. Per daugelį metų nuo pirmo BSLS metodo pristatymo (Yee 1966) sukurta daug įgerties sluoksninių variantų, kuriuos galima suskirstyti į analitinius, pvz.: Muro (Mur 1981), Higdono (Higdon 1986); idealiai sutampantių sluoksniais (angl. *perfectly matching layer*), pvz.: vienašis (Gedney 1996), konvoliucinis (Roden, Gedney 2000). Vadinamasis idealiai sutampantis sluoksnis – tai papildomas tam tikro storio sluoksnis, gaubiantis nagrinėjamą sritį ir nuslopinantis į ją krintančias elektromagnetines bangas. Šis sluoksnis sudaromas taip, kad elektromagnetinė banga, sklindanti iš nagrinėjamos srities, neatsispindėtų, t. y. nagrinėjamos srities ir įgerties sluoksnio terpės būtų suderintos. Šiame darbe naudojamas vienašis idealiai sutampantis sluoksnis (angl. *uniaxial perfectly matching layer*). Šis vienašis idealiai sutampantis sluoksnis supa susietąsias mikrojuostelines linijas iš visų pusių, išskyrus apatinį žemintą ekraną (2 pav.).



2 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų sandara skirta analizei BSLS metodu: 1 – ekranas; 2 – dielektrinis pagrindas; 3 – signaliniai laidininkai; 4 – signalo šaltiniai; 5 – sužadavimo sritis (pažymėta tiesiomis elektrinio lauko stiprio jėgos linijomis) skerspjūvyje; 6 – idealiai sutampantis įgerties sluoksnis

Fig. 2. Coupled microstrip structure for analysis by FDTD method: 1 – shield; 2 – dielectric substrate; 3 – signal conductors; 4 – signal source; 5 – excitation area (marked as straight electric field lines) in cross section; 6 – perfectly matching layer

Bendroju atveju Maksvelo lygtis pagal BSLS metoda kartu su vienašiu idealiai sutampantiu sluoksniu užrašomos taip (Taflove, Hagness 2005):

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\bar{s}\vec{H}, \quad \nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E}, \quad (1)$$

čia \vec{E} ir \vec{H} – elektrinio ir magnetinio laukų vektoriai; $\omega = 2\pi f$ – kampinis dažnis; μ ir ϵ – nagrinėjamos srities atitinkamai magnetinė ir dielektrinė skvarba; \bar{s} – diagonalinis tenzorius, kuris aprašomas tokiu būdu:

$$\bar{s} = \begin{bmatrix} s_x^{-1}s_y s_z & 0 & 0 \\ 0 & s_x s_y^{-1}s_z & 0 \\ 0 & 0 & s_x s_y s_z^{-1} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

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

$$s_x = K_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon}, \quad s_y = K_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\epsilon}, \quad s_z = K_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\epsilon}. \quad (3)$$

Nagrinėjamoje srityje tenzoriaus \bar{s} realiosios dalys nustatomos lygios vienetui, t. y. $K_x = K_y = K_z = 1$, o laidumai σ_x , σ_y ir σ_z nustatomi atsižvelgus į medžiagos savybes tam tikroje gardelėje. Įgerties sluoksnyje tenzorių realiosios dalys ir laidumai kinta, priklausomai nuo analizuojamo taško padėties sluoksnyje.

Krintančiosios elektromagnetinės bangos slopinimas įgerties sluoksnyje priklauso nuo bangos kritimo kampo. Dėl nevienodo pasiskirstymo elektrinio ir magnetinio laukų erdvėje (t. y. įgerties sluoksnis pasiekiamas skirtingais laiko momentais) skaičiuojant atsiranda atspindžių paklaidų. Siekdamas sumažinti šias paklaidas Berenger (1994) pasiūlė keisti idealiai sutampanti įgerties sluoksniais, kurių slopinimas kinta nuo 0 iki didžiausio nustatyto slopinimo dydžio (Berenger (1994) darbe ši procedūra vadinta gradavimu (angl. *grading*)). Nuo įgerties sluoksnio gardelių skaičiaus priklauso ir gradavimo lygių skaičius. Įprastai graduojama taikant geometrinės progresijos arba daigianarės eilutės principą. Jų įgyvendinimas analizuojamo įtaiso matematiniam modelyje nėra sudėtingas ir vieno ar kito gradavimo būdo parinkimas skaičiavimo rezultatams didesnės įtakos neturi, todėl šiame darbe SML modeliuoti pasirinktas daigianaris gradavimas (Taflove, Hagness 2005):

$$\sigma_x(x) = (x/d)^m \sigma_{x,\max}, \quad (4)$$

$$K_x(x) = 1 + (K_{x,\max} - 1) \cdot (x/d)^m, \quad (5)$$

čia d – idealiai sutampanti įgerties sluoksnio storis; $\sigma_{x,\max}$ – didžiausias nustatytas sluoksnio laidumas; m – gradavimo parametras, kurio dydį rekomenduojama parinkti tokiaime ruože: $3 \leq m \leq 4$ (Berenger 1994).

Mūsų atveju SML skaičiuoti šis parametras parinktas lygiu 4. Didžiausias sluoksnio laidumas gali būti apskaičiuojamas taip:

$$\sigma_{x,\max} = -(m+1) \ln[R(\theta)] / (2\eta d), \quad (6)$$

čia η – krintančiosios elektromagnetinės bangos charakteringasis impedansas; $R(\theta)$ – atspindžių paklaida, kurios dydis parinktas atsižvelgiant į įgerties sluoksnio storį.

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

$$\Delta \leq \lambda_{\min} / 20, \quad (7)$$

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

BSLS metodo stabilumas priklauso nuo laiko žingsnio Δt , kurio dydį apibrėžia Koranto (angl. *Courant*) sąlyga. Ši sąlyga susieja gardelės dydį Δ ir sklindančios bangos greitį nagrinėjamoje srityje. Kadangi nagrinėjama struktūra yra nehomogeniška, t. y. sudaryta iš dielektrinio pagrindo ir oro (2 pav.), tai sklindančios bangos greitis parenkamas tos terpės, kurioje šis greitis didžiausias. Tuomet laiko žingsnis apibrėžiamas tokia išraiška (Taflove, Hagness 2005):

$$\Delta t = \frac{0,99}{c \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}}, \quad (8)$$

čia c – bangos sklidimo greitis ore.

Kadangi BSLS metode modeliuojamas elektrinio ir magnetinio laukų kitimas laike, tai ir jų sužadinimui turi būti naudojamas šaltinis, generuojantis laike kintantį signalą. Parenkant sužadinimo impulsą turi būti atsižvelgta į sprendžiamo uždavinio pobūdį ir modeliuojamo įtaiso konstrukcijos ypatumus. Vienas dažniausiai taikomų BSLS metodu grįstuose modeliuose sužadinimo impulsų – Gauso impulsas:

$$E_z(t) = \exp\left[(t-t_0)^2 / t_w^2\right], \quad (9)$$

čia t_0 – impulso uždelsimo trukmė; t_w – impulso trukmė (plotis). Impulso delsimo trukmė turėtų būti parinkta bent keturis kartus didesnė nei impulso trukmė, siekiant sumažinti aukštesnių dažnių triukšmus modeliavimo rezultatuose. Gauso sužadinimo impulso spektro aukščiausia

dažnio komponentė gali būti rasta taip (Gedney 2011):

$$f_h = 2 / (\pi t_w). \quad (10)$$

Sužadinimo impulsas SML įėjime siunčiamas į abu signalinius laidininkus, esančius iškart už absorbuojančio sluoksnio. Signaliniai laidininkai pratešiami į absorbuojantį sluoksnį taip modeliuojant suderintas susietąsias mikrojuostelines perdavimo linijas ir apsaugant nuo atspindžių, atsiradusių esant nesuderintai apkrovai.

Pagal BSLS metodą galimi du sužadinimo būdai: kietasis ir minkštasis. Kietojo sužadinimo atveju visą modeliavimo laiką elektrinio lauko dydis sužadinimo plokštumoje (2 pav.) priklauso nuo parinkto įtampos dydžio. Šiuo būdu modeliuojamas idealus įtampos šaltinis ir bet kokios elektrinės bangos, krintančios į sužadinimo sritį, atsispindės nuo jos kaip nuo idealaus laidininko. Siekiant modeliuoti įtampos maitinimo šaltinį su tam tikra vidine varža, turi būti modifikuotos BSLS elektrinio lauko skaičiavimo lygtys atitinkamoje sužadinimo plokštumoje. Minkštojo sužadinimo atveju elektrinio lauko dydis sužadinimo plokštumoje priklauso nuo sklindančio ir sužadinamo elektrinio lauko superpozicijos. Šiuo atveju modeliuojamo šaltinio vidinė varža bus begalinė, t. y. atvira grandinė – idealus srovės šaltinis. Mūsų atveju SML modeliuoti buvo pasirinktas kietojo sužadinimo būdas.

Elektrinių charakteristikų skaičiavimo metodika

Baigtinių skirtumų laiko srities metodu nagrinėjant mikrobanginius įrenginius, dažnai reikia apskaičiuoti įtampas, sroves, įėjimo varžas ir t. t. įvairiuose analizuojamos srities taškuose. Šiuo atveju minėtų parametrų vertės tiesiogiai apskaičiuojamos iš elektrinio ir magnetinio laukų stiprio verčių.

Įtampa tarp laidininkų ir apatinio ekrano apskaičiuojama naudojant kvazistatinį artinį, aproksimuojant elektrinio lauko skersines komponentes:

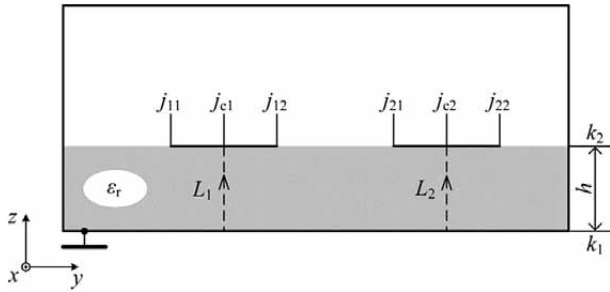
$$U = \int_{L_i} \vec{E} \cdot d\vec{l}, \quad (11)$$

čia L_i – integravimo kelias tarp apatinio ekrano ir i -tojo signalinio laidininko (3 pav.); \vec{E} – elektrinio lauko stiprio vektorius srityje tarp ekrano ir signalinio laidininko.

Pritaikius (11) formulę BSLS metodui, diskrečiosios įtampos išraiška tampa tokia:

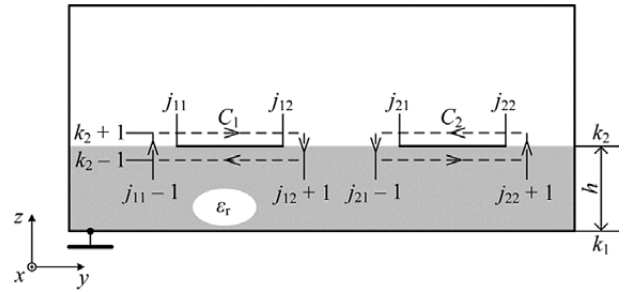
$$U_i^{n+\frac{1}{2}} = \sum_{k=k_1}^{k_2-1} E_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j_{cm}, k) \cdot \Delta z, \quad (12)$$

čia indeksai k_1 ir k_2 žymi atitinkamai apatinio ekrano bei signalinio laidininko apačios koordinatės z ašies kryptimi; j_{cm} – m -tojo signalinio laidininko centro koordinatė y ašies



3 pav. Įtampos skaičiavimo schema susietųjų mikrojuostelinių linijų skerspjūvyje

Fig. 3. Voltage calculation scheme in cross section of coupled microstrip lines



4 pav. Srovės skaičiavimo schema susietųjų mikrojuostelinių linijų skerspjūvyje

Fig. 4. Current calculation scheme in cross section of coupled microstrip lines

kryptimi. Naudojant kvazistatinį artinį, galima panašiai išreikšti sužadavimo impulso elektrinio lauko stiprį:

$$E_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j_c, k) = -\frac{U_i^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z \cdot h}, \quad (13)$$

čia h – dielektrinio pagrindo storis (gardelių skaičius z kryptimi); n – laiko žingsnio indeksas. Daroma prielaida, kad elektrinio lauko stipris po tam tikru laidininku (t. y. srityse tarp apatinio ekrano ir taškų j_{11} , j_{12} bei j_{21} , j_{22}) yra vienodas. Impulso įtampos dydis ir ženklas siūlomame modelyje gali būti parenkami laisvai.

Laidininkais tekanti srovė apskaičiuojama naudojant kvazistatinę Ampero dėsnio aproksimaciją:

$$I = \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l}, \quad (14)$$

čia C – kontūro apėjimo kelias srovei skaičiuoti, kurio iliustracija pateikta 4 pav.; \vec{H} – magnetinio lauko stiprio vektorius srityje aplink signalinį laidininką. 4 pav. matyti, kad kontūro apėjimo kelias yra arti laidininko ir skaičiuoti naudojama H_z komponentė yra išsidėsčiusi viena gardele toliau iš abiejų laidininko pusių, o H_y komponentė yra toje pačioje gardelėje kaip ir viršutinis laidininko paviršius bei viena gardele žemiau nei laidininko apatinis paviršius. Pritaikius (14) formulę BSLs metodui, diskrečiosios srovės išraiška tampa tokia:

$$I_i^n = \sum_{j=j_1}^{j_2} \left[H_y^n \left(i, j, k_2 - \frac{1}{2} \right) - H_y^n \left(i, j, k_2 + \frac{1}{2} \right) \right] \cdot \Delta y + \left[H_z^n \left(i, j_2 + \frac{1}{2}, k_2 \right) - H_z^n \left(i, j_1 - \frac{1}{2}, k_2 \right) \right] \cdot \Delta z. \quad (15)$$

Naudojant (12) ir (13) išraiškas pagal BSLs metodą, gaunamos įtampos ir srovės laikinės charakteristikos, o atlikus šių charakteristikų Furjė transformaciją gaunamos įtampos ir srovės dažninės charakteristikos.

Magnetinio lauko komponentės H_y ir H_z erdvėje pasiskirsčiusios per pusę gardelės žingsnio (1 pav.), o laiko atžvilgiu visos elektrinio ir magnetinio lauko komponentės pasiskirsčiusios per pusę laiko žingsnio. Dėl šio nevienodo pasiskirstymo atsiranda skaičiavimo paklaidos ieškant kitų elektrinių parametrų (pvz., charakteringąjį impedansą, admitansą, įėjimo varžą ir t. t.). Siekiant išvengti šių paklaidų Gedney (2011) darbe siūloma apskaičiuoti srovės geometrinį vidurkį analizuojamos srities skerspjūvyje ir pridėti prie įtampos fazės pusę laiko žingsnio:

$$U(\omega) = U(\omega) e^{-j\omega\Delta t/2}, \quad (16)$$

$$I(\omega) = \sqrt{I^+(\omega) + I^-(\omega)}, \quad (17)$$

čia $I^+(\omega)$ – srovės dažninė charakteristika, apskaičiuota, kai H_z komponentė nutolusi per pusę gardelės žingsnio toliau už analizuojamą skerspjūvį; $I^-(\omega)$ – srovės dažninė charakteristika, apskaičiuota, kai H_z komponentė yra per pusę gardelės žingsnio arčiau nei skerspjūvis.

Skaičiuojant efektyviosios dielektrinės skvarbos dažninę charakteristiką, pirma iš įėjimo ir išėjimo įtampų fazinių charakteristikų apskaičiuojama fazės koeficiento dažninė charakteristika:

$$\beta(\omega) = \frac{\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)}{\Delta x \cdot nx}, \quad (18)$$

čia $\varphi_1(\omega)$ ir $\varphi_2(\omega)$ – analizuojamo įtaiso atitinkamai įėjimo ir išėjimo signalų fazių dažninės charakteristikos; nx – gardelių skaičius x kryptimi tarp įtaiso įėjimo ir išėjimo. Efektyviosios dielektrinės skvarbos dažninė priklausomybė iš fazės koeficiento dažninės charakteristikos apskaičiuojama taip:

$$\epsilon_{r \text{ eff}}(\omega) = \frac{c^2 \beta^2(\omega)}{\omega^2}, \quad (19)$$

čia c – šviesos greitis; ω – kampinis dažnis.

Charakteringojo impedanso dažninė priklausomybė apskaičiuojama iš įtampos ir srovės dažinių charakteristikų santykio:

$$Z(\omega) = \frac{U(\omega)}{I(\omega)}. \quad (20)$$

Dažinių charakteristikų tyrimas

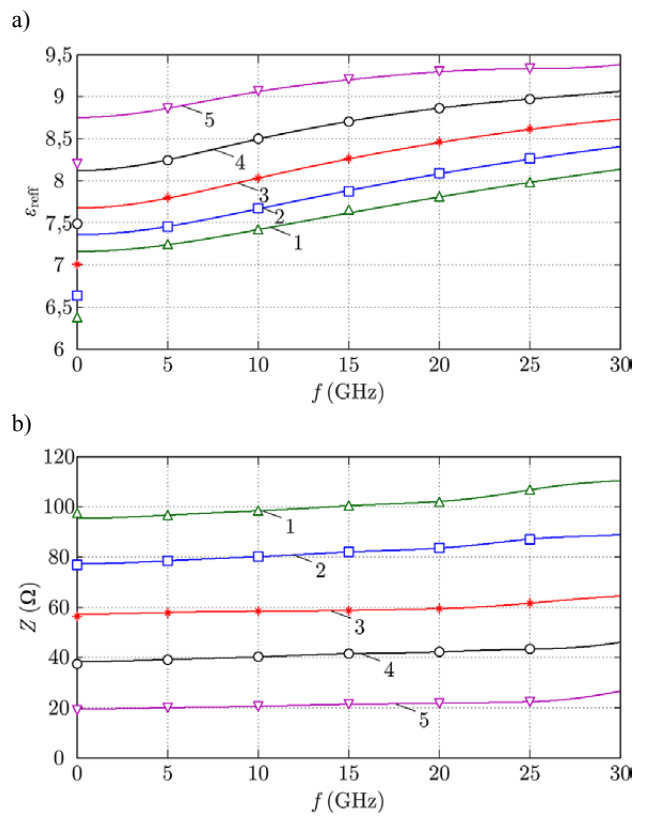
Susietosioms mikrojuostelinėms linijoms tirti BSLS metodu, kompiuteriniame modelyje buvo sudaryta $200 \times 140 \times 40$ kubinių gardelių analizės sritis. Toks srities dydis parinktas siekiant modeliuoti tiek siaurus, tiek plačius signalinius laidininkus. Parinktas įgerties sluoksnio storis – 10 gardelių, kurių pakanka atspindžių paklaidai $R(\theta) \cong e^{-16}$ pasiekti. Dielektrinio pagrindo storis parinktas standartinis 0,635 mm ir jį sudaro 8 gardelės, laiko žingsnis apskaičiuojamas pagal (8) išraišką. Tyrimams pasirinktos SML charakteringojo impedanso ir efektyviosios dielektrinės skvarbos dažinės charakteristikos, todėl, siekiant gauti šias charakteristikas plačiame dažnių ruože, susietosios linijos sužadamos Gauso impulsu, kurio spektro plotis – 35 GHz. Siekiant užtikrinti normalių bangų sklaidimą susietosiose linijose, kai bangų sklaidimo faziniai greičiai ties abiem laidininkais yra vienodi, būtina laikytis tam tikrų žadinimo sąlygų:

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

Vienodo pločio susietųjų linijų efektyviosios dielektrinės skvarbos ir charakteringojo impedanso priklausomybė lyginio sužadavimo atveju pateikta 5 pav. Iš kreivių matyti, kad, plėtėjant signaliniams laidininkams, efektyvioji dielektrinė skvarba didėja ir didėjant dažniui artėja prie pagrindo dielektrinės skvarbos. Kuo platesni laidininkai, tuo skirtumas tarp efektyviosios dielektrinės skvarbos verčių aukštuosiuose dažniuose ir verčių žemuosiuose dažniuose yra mažesnis nei siauresnių laidininkų atveju. Tai galima paaiškinti tuo, kad didžioji dalis elektrinio lauko yra susikoncentravusi dielektriniame pagrinde, esant platesniems laidininkams, ir, didėjant dažniui, elektrinio lauko koncentracija padidėja nedaug. Panašus skirtumas pastebimas tarp siauresnių ir platesnių signalinių laidininkų charakteringųjų impedansų priklausomybių. Lyginant žemuosiuose

dažniuose efektyviosios dielektrinės skvarbos apskaičiuotas vertes su statiniu momentų metodu (angl. *Method of moments*) gautomis vertėmis, nustatyta, kad santykinis skirtumas neviršija 10 %, o charakteringojo impedanso atitinkamas santykinis skirtumas neviršija 3 %.

Vienodo pločio, bet skirtingo tarpo tarp laidininkų SML efektyviosios dielektrinės skvarbos ir charakteringojo impedanso skaičiavimų rezultatai pateikti 6 pav. Apskaičiuotos vertės žemuosiuose dažniuose buvo lyginamos su momentų metodu gautomis vertėmis, kurios pažymėtos kreives atitinkančiais simboliais. Kaip ir ankstesniame kompiuteriniame eksperimente laidininkų pločių keitimo atveju (5 pav.) charakteringojo impedanso santyki-



5 pav. Susietųjų mikrojuostelinėms linijoms, veikiančių lyginiu normalių bangų režimu, efektyviosios dielektrinės skvarbos (a) ir charakteringojo impedanso (b) priklausomybės nuo dažnio ir laidininkų pločio, kai $W_1/h = W_2/h = W/h$, $S/h = 1$, $\epsilon_r = 9,6$: 1 – $W/h = 0,25$; 2 – $W/h = 0,5$; 3 – $W/h = 1$; 4 – $W/h = 2$; 5 – $W/h = 5$. Ordinačių ašyje tam tikras kreives atitinkančiais simboliais sužymėtos momentų metodu gautos vertės

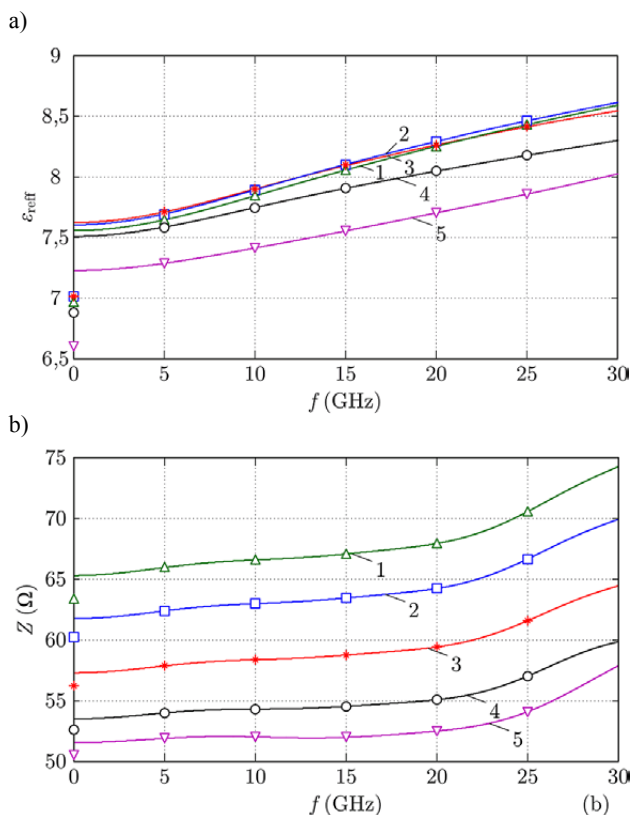
Fig. 5. Effective dielectric constant (a) and characteristic impedance (b) dependencies on frequency and conductor widths of coupled microstrip line (CML) operating in even mode, when $W_1/h = W_2/h = W/h$, $S/h = 1$, $\epsilon_r = 9,6$: Signal conductors widths are changed: 1 – $W/h = 0,25$; 2 – $W/h = 0,5$; 3 – $W/h = 1$; 4 – $W/h = 2$; 5 – $W/h = 5$. Values calculated by method of moments marked as symbols in y axis which corresponds certain curves

nis skirtumas tarp dviem būdais (BSLS ir momentų metodu) gautų rezultatų neviršija 3 %, efektyviosios dielektrinės skvarbos – 10 %. 6 pav. matyti, kad didėjant tarpui tarp SML laidininkų, charakteringojo impedanso vertės mažėja ir artėja prie atitinkamo pločio pavienės mikrojuostelinės linijos charakteringojo impedanso vertės, tačiau kreivių kitimas dažniui didėjant išlieka toks pat.

Skirtingų pločių laidininkų SML efektyviosios dielektrinės skvarbos ir charakteringojo impedanso skaičiavimo rezultatai, esant sinfaziniam ir priešfaziniam sužadanimui, pateikti 7 pav. ir 8 pav. Tiriant skirtingo pločio laidininkų SML, buvo siekiama gauti abiejų laidininkų vienodą efektyviają dielektrinę skvarbą, nes tik tuo atveju

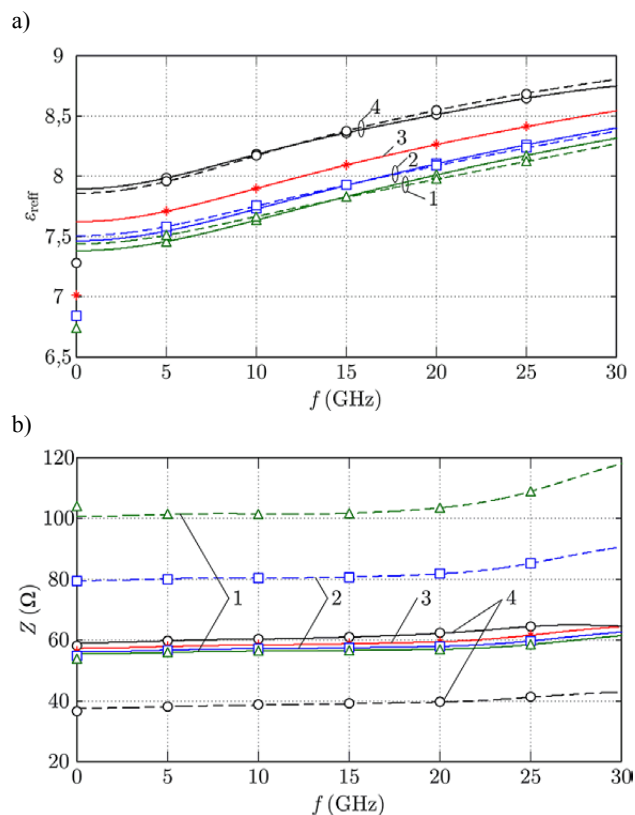
linijose vyrauja normaliųjų bangų režimas. Įtampos kiekvienam iš laidininkų sužadinti buvo apskaičiuotos naudojant momentų metodu grįstą SML modelį (Mikučionis *et. al.* 2011).

Iš 7 ir 8 pav. kreivių matyti, kad efektyviosios dielektrinės skvarbos skirtumas tarp dviejų laidininkų nėra didelis ir sinfazinio sužadavimo atveju santykinis skirtumas neviršija 1 %, o priešfazinio sužadavimo atveju – 3 %. Pažymėtina, kad siauresnių signalinių laidininkų efektyviosios dielektrinės skvarbos vertė didesnė nei platesnių laidininkų žemesniuose dažniuose, o aukštuosiuose (daugiau nei 20 GHz) – atvirkščiai. Šis kitimas panašus tiek sinfazinio, tiek priešfazinio sužadavimo atvejais.



6 pav. Susietųjų mikrojuostelinių linijų, veikiančių lyginių normaliuųjų bangų režimu, efektyviosios dielektrinės skvarbos (a) ir charakteringo impedanso (b) priklausomybės nuo dažnio ir tarpo tarp laidininkų, kai $W_1/h = W_2/h = W/h = 1$, $\epsilon_r = 9,6$: 1 – $S/h = 0,25$; 2 – $S/h = 0,5$; 3 – $S/h = 1$; 4 – $S/h = 2$; 5 – $S/h = 5$. Ordinačių ašyje tam tikras kreives atitinkančiais simboliais sužymėtos momentų metodu gautos vertės

Fig. 6. Effective dielectric constant (a) and characteristic impedance (b) dependencies on frequency and space between conductors of coupled microstrip lines (CML) operating on even mode, when $W_1/h = W_2/h = W/h = 1$, $\epsilon_r = 9,6$: 1 – $S/h = 0,25$; 2 – $S/h = 0,5$; 3 – $S/h = 1$; 4 – $S/h = 2$; 5 – $S/h = 5$. Values calculated by method of moments marked as symbols in y axis which corresponds certain curves

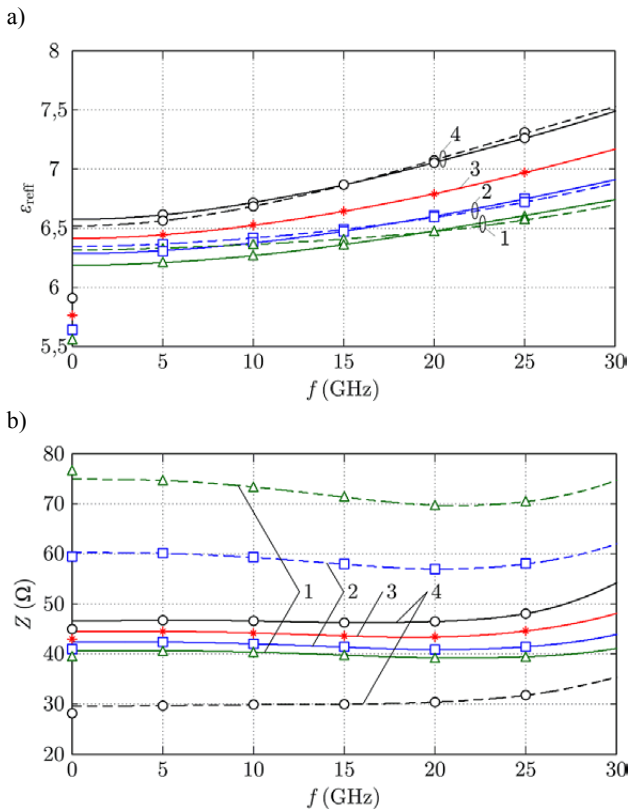


7 pav. Sinfaziškai sužadintų SML efektyviosios dielektrinės skvarbos (a) ir charakteringo impedanso (b) priklausomybės nuo dažnio ir laidininkų pločių santykių, kai $W_1/h = S/h = 1$, $\epsilon_r = 9,6$: 1 – $W_2/W_1 = 0,25$; 2 – $W_2/W_1 = 0,5$; 3 – $W_2/W_1 = 1$; 4 – $W_2/W_1 = 2$. Brūkšninėmis linijomis žymimos W_2 laidininko priklausomybės, tiesiomis – W_1 . Ordinačių ašyje tam tikras kreives atitinkančiais simboliais sužymėtos momentų metodu gautos vertės

Fig. 7. Effective dielectric constant (a) and characteristic impedance (b) frequency and conductors width dependencies of CML operating in c-mode, when $W_1/h = S/h = 1$, $\epsilon_r = 9,6$: 1 – $W_2/W_1 = 0,25$; 2 – $W_2/W_1 = 0,5$; 3 – $W_2/W_1 = 1$; 4 – $W_2/W_1 = 2$. W_2 values marked as dashed lines, W_1 as solid lines. Values calculated by method of moments marked as symbols in y axis which corresponds certain curves

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

Charakteringojo impedanso kitimas kintant dažniui (8 pav.) tiek vieno, tiek kito laidininko išlieka panašus, tačiau dėl skirtingų laidininkų pločio skiriasi jų charakteringųjų impedansų vertės. Kai antrasis laidininkas siauresnis už pirmąjį laidininką, jo charakteringasis impedansas didesnis ir atvirkščiai, kai pirmasis siauresnis – charakteringasis impedansas didesnis. Lyginant žemuosiuose dažniuose apskaičiuotas charakteringojo impedanso vertes ir momentų metodu gautas vertes, matyti, kad santykinis skirtumas neviršija 3 %, o efektyviosios dielektrinės skvarbos – 10 %.



8 pav. Priešfaziškai sužadintų SML efektyviosios dielektrinės skvarbos (a) ir charakteringo impedanso (b) priklausomybės nuo dažnio ir laidininkų pločio santykių, kai $W_1/h = S/h = 1$, $\epsilon_r = 9,6$: 1 – $W_2/W_1 = 0,25$; 2 – $W_2/W_1 = 0,5$; 3 – $W_2/W_1 = 1$; 4 – $W_2/W_1 = 2$. Brūkšninėmis linijomis žymimos W_2 laidininko priklausomybės, tiesiomis – W_1 . Ordinačių ašyje tam tikras kreives atitinkančiais simboliais sužymėtos momentų metodu gautos vertės

Fig. 8. Effective dielectric constant and characteristic impedance (b) frequency and conductors width dependencies of CML operating in π -mode, when $W_1/h = S/h = 1$, $\epsilon_r = 9,6$: 1 – $W_2/W_1 = 0,25$; 2 – $W_2/W_1 = 0,5$; 3 – $W_2/W_1 = 1$; 4 – $W_2/W_1 = 2$. W_2 values marked as dashed lines, W_1 as solid lines. Values calculated by method of moments marked as symbols in y axis which corresponds certain curves

Išvados

1. Taikant baigtinių skirtumų laiko srities (BSLS) metodą ir absorbuojančio sluoksnio principą iš analizės metu nustatytų elektrinio ir magnetinio lauko stiprio verčių galima apskaičiuoti analizuojamo mikrobangų įtaiso dažnines charakteristikas.
2. Lyginant momentų metodu ir BSLS metodu žemuosiuose dažniuose susietųjų mikrojuostelinių linijų (SML) apskaičiuotas charakteringojo impedanso vertes, kai vienodai keičiamas abiejų signalinių laidininkų plotis arba tarpas tarp šių laidininkų, santykinis skirtumas neviršija 3 %. Efektyviosios dielektrinės skvarbos atveju santykinis skirtumas atitinkamai yra ne didesnis nei 10 %.
3. SML skirtingo pločio signalinių laidininkų apskaičiuotos efektyviosios dielektrinės skvarbos vertės, kai modeliuojamas normaliųjų bangų režimas parenkant kiekvieno laidininko įtampas momentų metodu, ne visiškai vienodos. Tarkime, efektyviosios dielektrinės skvarbos santykinis skirtumas tarp dviejų laidininkų sinfazinio sužadavimo atveju siekia 1 %, priešfazinio sužadavimo atveju – 3 %.
4. Dėl kvazistatinio artinio taikymo siūlomame SML modelyje skaičiuojant įtampą ir srovę, neįvertinamos išilginės komponentės, atsirandančios aukštesniuose dažniuose. Didėjant dažniui šios išilginės komponentės didėja, kartu didėja ir skaičiavimo rezultatų neapibrėžtis. Taigi, siekiant mažesnės analizės neapibrėžties, minėtas išilginės komponentes SML modelyje įvertinti būtina.

Literatūra

- Abbosh, A. M. 2009. Analytical closed-form solutions for different configurations of parallel-coupled microstrip lines, *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 3(1): 137–147. <http://dx.doi.org/10.1049/iet-map:20070308>
- Awasthi, S.; Srivastava, K. V.; Biswas, A. 2005. Dispersion Properties of Four and Five Coupled Microstrip Lines in Suspended Substrate Structure using Hybrid Mode Formulation, in *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference APMC 2005*, Suzhou, China, 756–759. <http://dx.doi.org/10.1109/APMC.2005.1606374>
- Berenger, J. P. 1994. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves, *Journal of Computational Physics* 114(2): 185–200. <http://dx.doi.org/10.1006/jcph.1994.1159>
- Bogdanov, G.; Ludwig, R. 2002. Coupled microstrip line transverse electromagnetic resonator model for high-field magnetic resonance imaging, *Magnetic Resonance in Medicine* 47(3): 579–593. <http://dx.doi.org/10.1002/mrm.10083>

- Gedney, S. D. 1996. An anisotropic perfectly matched layer-absorbing medium for the truncation, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 44 (12): 1630–1639. <http://dx.doi.org/10.1109/8.546249>
- Gedney, S. D. 2011. *Introduction to the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method for Electromagnetics*. Morgan & Claypool Publishers. 250 p.
- Higdon, R. L. 1986. Absorbing boundary-conditions for difference approximations to the multi-dimensional wave-equation, *Mathematics of Computation* 47(176): 437–459.
- Yee, K. 1966. Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 14(3): 302–307. <http://dx.doi.org/10.1109/TAP.1966.1138693>
- Karpukov, L. M.; Romanenko, S. N. 2002. Closed Form Dispersion Expressions for Multiconductor Coupled Microstrip Lines And Analysis of Pulse Distortion, in *14th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications MIKON-2002*, Gdansk, Poland, 833–836. <http://dx.doi.org/10.1109/MIKON.2002.1017967>
- Katkevičius, A.; Mališauskas, V.; Plonis, D.; Serackis, A. 2012. Calculations of characteristics of microwave devices using artificial neural networks, *Electrical Review* 88(1a): 281–285.
- Lee, J. G.; Lee, J. H. 2007. Parallel Coupled Bandstop Filter Using Double Negative Coupled Transmission Line, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 17(4): 283–285. <http://dx.doi.org/10.1109/LMWC.2007.892973>
- Mikučionis, Š.; Urbanavičius, V. 2010. Investigation of normal modes in microstrip multiconductor line using the MoM, *Elektronika ir elektrotechnika* 100(4): 91–94.
- Mikučionis, Š.; Urbanavičius, V. 2011. I Synthesis of six-conductors symmetrically coupled microstrip line, operating in a normal mode, *Elektronika ir elektrotechnika* 110(4): 47–52.
- Mohra, A. S. 2009. Coupled microstrip line bandpass filter with harmonic suppression using right-angle triangle grooves, *Microwave and Optical Technology Letters* 51(10): 2313–2318. <http://dx.doi.org/10.1002/mop.24644>
- Mur, G. 1981. Absorbing boundary-conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 23: 377–382. <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.1981.303970>
- Muthana, P.; Kroger, H. 2007. Behaviour of short pulses on tightly coupled microstrip lines and reduction of crosstalk by using overlying dielectric, *IEEE Transactions on Advanced Packaging* 30(3): 511–520. <http://dx.doi.org/10.1109/TADVP.2007.898507>
- Roden, J. A.; Gedney, S. D. 2000. Convolutional PML (CPML): an efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media, *Microwave and Optical Technology Letters* 27 (5): 334–339. [http://dx.doi.org/10.1002/1098-2760\(20001205\)27:5<334::AID-MOP14>3.0.CO;2-A](http://dx.doi.org/10.1002/1098-2760(20001205)27:5<334::AID-MOP14>3.0.CO;2-A)
- Sheng, S.; Lei, Z. 2005. Coupling dispersion of parallel-coupled microstrip lines for dual-band filters with controllable fractional pass bandwidths, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, USA, 2195–2198. <http://dx.doi.org/10.1109/MWSYM.2005.1517186>
- Sheng, S.; Ong, C. K. 2012. Coupled microstrip line microwave phase shifter using ferroelectric thin film varactors, *Journal of Applied Physics* 111(4): 044506-044506-044505. <http://dx.doi.org/10.1063/1.3686615>
- Štaras, S.; Katkevičius, A. 2010. Properties of helical structures containing periodical inhomogeneities, *Elektronika ir elektrotechnika* 99(3): 49–52.
- Taflove, A.; Hagness, S. C. 2005 *Computational Electrodynamics: the Finite-difference Time-domain Method*. Artech House. 1006 p.
- Urbanavičius, V.; Mikučionis, Š.; Martavičius, R. 2007. Model of the coupled transmission lines with a non-uniform dielectric, *Elektronika ir elektrotechnika* 77(5): 23–28.
- Xiang, Z.; Xue-guan, L.; Hui-ping, G.; Lv-xia, S. 2009. Design of broadband impedance transformer using coupled microstrip transmission lines, in *3d IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, Beijing, China, 994–997. <http://dx.doi.org/10.1109/MAPE.2009.5355844>
- Xue L.; Weihua, Y.; Jin, W.; Xiaobin, L.; Yafen, G. 2011. Analysis and modeling of GaAs-based coupled microstrip lines, in *IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE)*, Beijing, China, 136–139. <http://dx.doi.org/10.1109/ICMTCE.2011.5915183>

THE FREQUENCY CHARACTERISTICS OF COUPLED MICROSTRIP LINES

A. Krukonis, Š. Mikučionis

Abstract

The article deals with the use of the finite difference time domain method and uniaxial perfectly matching layer for analysis of frequency characteristics of coupled microstrip transmission lines. It describes calculation techniques for voltage, current, characteristic impedance and effective dielectric constant of each signal conductor. Besides, it analyses the frequency dependencies of characteristic impedance and the effective dielectric constant.

Keywords: coupled microstrip lines, finite difference time domain method, characteristic impedance, effective dielectric constant.