**УДК 621.372.2**

# МЕТОД РОЗРАХУНКУ ХАРАКТЕРИСТИК *TE* ТИПІВ КОЛИВАНЬ СМУЖКОВИХ ЛІНІЙ

**DOI 10.36994/2707-4110-2019-1-22-08**

***Чернов А. С.,*** *НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна. prok@ee.kpi.ua*

***Волошин А. О.,*** *НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна. prok@ee.kpi.ua*

***Казміренко В. А.,*** *к.т.н., доц., НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна. prok@ee.kpi.ua*

***Прокопенко Ю. В.,*** *д.т.н., доц. НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна. prok@ee.kpi.ua*

***Анотація.*** *Запропоновано метод розв'язання електродинамічної задачі знаходження характеристик ТЕ-типів коливань смужкових ліній. Задачу зведено до проблеми знаходження власних чисел та власних векторів, яку розв'язано методом скінчених елементів. Отримані розв'язки дають можливість як отримати розподіл компонент електромагнітного поля, так і розрахувати інтегральні характеристики смужкової лінії, такі як ефективну діелектричну проникність та характеристичний опір еквівалентної довгої лінії. Наведено результати розрахунків для щілинної лінії, які добре узгоджуються з іншими опублікованими результатами. Запропонований метод не має обмежень щодо геометричних і електрофізичних параметрів ліній і може буди застосовано до будь-яких конструкцій смужкових ліній в довільних середовищах.*

***Ключові слова****: смужкова лінія, щілинна лінія, ТЕ-мода, ефективна діелектрична проникність, характеристичний опір.*

## METHOD OF STRIP LINES' TE MODES CHARACTERISTICS CALCULATION

***Artem Chernov,NTUU «*** *Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine. prok@ee.kpi.ua*

***Anton Voloshin, NTUU «*** *Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine. prok@ee.kpi.ua*

***Victor Kazmirenko,*** *Ph.D., Ass. Prof.,* ***NTUU «*** *Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine. prok@ee.kpi.ua*

***Yuriy Prokopenko,*** *Dr.habil., Ass. Prof.,* ***NTUU «*** *Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,, Kyiv, Ukraine. prok@ee.kpi.ua*

***Abstract.*** *The paper is devoted to the calculation of the electromagnetic field in a stripline based transmission line for the TE-modes. TE-mode is one of the closest to*

© Чернов А. С., Волошин А. О., Казміренко В. А., Прокопенко Ю. В.,
© Вісник Унівеситету «Україна», № 1 (22), 2019

*the main mode, especially at the high frequencies, and should be considered in the multiple-mode resonators. Moreover, TE-mode is the main mode in the slotline at ane frequency. The method of solving the electromagnetic field problem of computing the characteristics of TE-modes of the slotlines is proposed. The proposed method is based on a rigorous electrodynamic approach and has no restrictions on the geometric and electrophysical parameters of the lines. The problem is reduced to the eigenvalues and eigenvectors problem, which is solved by the 2D finite element method applied to the cross-section of the line. The resulting solutions provide the possibility of obtaining the distribution of the component of the electromagnetic field and calculate the integral characteristics of the stripline, such as effective dielectric permittivity, which defines wavelength in the line, and characteristic impedance, which describes the relation between current and voltage in the equivalent transmission line. The distribution of the electric field components in the slotline is shown. The results of the effective dielectric permittivity and characteristic impedance calculation for the slotline with various geometrical and electrophysical parameters at different operating frequencies are presented. The obtained values of the effective parameters are in good agreement with other known calculated and measured results. The proposed method can be applied to any structures of strip lines in an arbitrary medium with any dielectric or metal objects placed near the line. Thus, such a method is suitable for the analysis and design of micro mechanically tunable devices as well.*

***Keywords*****:** *strip line, slot line, TE-mode, effective dielectric permittivity, characteristic impedance.*

**Вступ**

Смужкові, зокрема мікросмужкові, копланарні та щілинні, лінії передачі широко застосовуються в сучасних телекомунікаційних системах завдяки простоті їх інтеграції з іншими компонентами та сумісності методів їх виготовлення з сучасними технологіями. Основним типом коливань в смужкових лініях є *TEM*-мода, в якій немає дисперсії, і вона може використовуватись на будь-якій частоті аж до постійного струму. Проте, *TE*-мода є однією з найближчих до основної моди, особливо на високих робочих частотах, і її врахування є бажаним в багато-модовому режимі роботи лінії. Крім того, в щілинних лініях ця мода є основною, практично для всіх типів застосувань цієї лінії [1]. Тому розрахунок характеристик *TE*-моди є важливим етапом проектування смужкових ліній в багатомодовому режимі, а для щілинних ліній є базовим етапом, а тому публікації по аналізу *TE*-моди в смужкових лініях стосуються, в основному, тільки щілинної лінії.

Існує багато методик розрахунку довжини хвилі та характеристичного опору щілинної лінії [2-5]. Проте, вони ґрунтуються на напівемпіричних та наближених методах і мають обмежене застосування. В цій роботі пропонується метод, що базується на строгому електродинамічному підході, що немає обмежень і який може бути застосовано в широкому діапазоні параметрів та будь-яких конструкцій смужкових ліній, включаючи наявність діелектричних або металічних тіл поблизу ліній.

В роботі наводяться результати розрахунків для щілинної лінії, проте запропонований метод може бути застосовано до будь-якої смужкової лінії.

**Метод розв'язання електродинамічної задачі для *TE*-моди смужкової лінії**

Розглянемо узагальнену смужкову лінію, яка є однорідною в напрямку поширення хвилі 0*z*, а поперечному перерізі система електродів розміщується в неоднорідному діелектричному середовищі, відносна діелектрична проникність якого описується функцією $\varepsilon$ (*x, y*).

Розглянемо *TE*-моди електромагнітного поля, що визначаються векторним $\mathbf{A}^m = A^m\,\mathbf{e}_z$ та скалярним $\varphi^m$ магнітними потенціалами, де $\mathbf{e}_z$ — одиничний орт напрямку поширення електромагнітної хвилі. Вектори напруженостей електричного поля **E** та магнітного поля **H** виражаються через магнітні потенціали таким чином:

$$\mathbf{E} = \frac{\nabla \times \mathbf{A}^m}{\varepsilon(x,y)\,\varepsilon_0}; \quad \mathbf{H} = j\omega\mathbf{A}^m + \nabla\varphi^m, \tag{1}$$

де $\nabla$ — оператор набла,

$\varepsilon_0$ — діелектрична стала,

$j$ — уявна одиниця,

$\omega$ — циклічна частота.

Враховуючи умову калібрування Лоренца:

$$\nabla \cdot \mathbf{A}^{e(m)} + j\frac{\omega}{c^2}\varepsilon(x,y)\mu\varphi^{e(m)} = 0, \tag{2}$$

де $c$ — швидкість світла у вакуумі,

$\mu$ — відносна магнітна стала, та підставляючи (1) в рівняння Максвела, отримаємо рівняння відносно магнітних потенціалів:

$$\nabla^2\left(\frac{A^m}{\varepsilon(x,y)}\right) + \mu\frac{\omega^2}{c^2}A^m = 0, \tag{3}$$

$$\nabla^2\varphi^m + \varepsilon(x,y)\mu\frac{\omega^2}{c^2}\varphi^m = 0. \tag{4}$$

Будемо шукати розв'язки (3) та (4) у вигляді хвиль, що поширюються вздовж додатного напрямку осі O*z:*

$$A^m = \phi(x,y)\exp(-j\beta_z z), \tag{5}$$

$$\varphi^m = \psi(x,y)\exp(-j\beta_z z), \tag{6}$$

де $\phi$ та $\psi$ — функції розподілу векторного та скалярного потенціалів у поперечній площині O*xy*,

$\beta_z = 2\pi/\lambda$ — стала поширення електромагнітної хвилі в лінії,

$\lambda$ — довжина хвилі в лінії.

З (4) та (6) маємо:

$$\nabla_\perp^2\psi + \left(\varepsilon(x,y)\mu\frac{\omega^2}{c^2} - \beta_z^2\right)\psi = 0, \tag{7}$$

$$\nabla_\perp^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$$

де — оператор Лапласа у поперечному перерізі лінії.

З (2) та (5) випливає, що:

$$A^m = \varepsilon(x,y)\mu\frac{\omega}{c^2\beta_z}\varphi^m, \tag{8}$$

а отже:

$$\phi(x,y) = \varepsilon(x,y)\mu\frac{\omega}{c^2\beta_z}\psi(x,y). \tag{9}$$

Враховуючи, що лінія є однорідною у напрямку поширення хвилі і функція $\varepsilon$ ($x$, $y$) не залежить від $z$, з (3) та (9) випливає, що якщо функція $\psi$ ($x$, $y$) задовольняє рівнянню (7), то й рівняння (3) стає тотожністю.

Таким чином, задачу зведено до розв'язання рівняння (7). Слід зазначити, що (7) має ненульові розв'язки тільки для певних значень $\beta_z$, які називають власними числами, тобто (7) є задачею на власні числа. Кожному власному числу відповідає власна функція $\psi$, що визначає розподіл електромагнітного поля в поперечному перерізі лінії передачі.

Після знаходження функцій $\psi$, компоненти векторів електричного поля можуть бути знайдені як:

$$E_x = Z_0\mu\frac{\frac{\omega}{c}}{\beta_z}\frac{\partial\psi}{\partial y};E_y = -Z_0\mu\frac{\frac{\omega}{c}}{\beta_z}\frac{\partial\psi}{\partial x};E_z = 0;$$
$$H_x = \frac{\partial\psi}{\partial x};H_y = \frac{\partial\psi}{\partial y};H_z = j\frac{\varepsilon\mu\frac{\omega^2}{c^2}-\beta_z^2}{\beta_z}\psi, \tag{10}$$

де $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 120\pi$Ом — характеристичний опір вільного простору.

Задачу на власні числа та власні функції можна розв'язати методом скінченних елементів (МСЕ), який реалізовано у багатьох сучасних математичних пакетах. Наприклад можна використати toolbox PDE Matlab [6], який розв'язує узагальнену задачу на власні значення:

$$-\nabla\perp\cdot(c\nabla\perp u) + au = \kappa du, \tag{11}$$

де $\nabla\perp$ — оператор набла в поперечному перерізі, $\kappa$ — комплексне власне число, $a$, $c$ та $d$ — функції від $x$ та $y$.

Для задачі (7) у (11) слід прийняти $u = \psi$, $\kappa = \beta^2_z$, $d = 1$, $c = -1$, а $a = \varepsilon(x,y)\mu.\frac{\omega^2}{c^2}$

Розв'язання задачі методом скінченних елементів вимагає наявності обмеженої області простору. Тому, система, що досліджувалась, обмежувалася площинами, на яких задавалися або граничні умови Діріхле :

$$\psi = 0, \tag{12}$$

або граничні умови Неймана:

$$\mathbf{n}\cdot\nabla\psi = 0, \tag{13}$$

де **n** — вектор нормалі до площини, на якій задають граничні умови; або узагальнені граничні умови Неймана:

$$\mathbf{n} \cdot \nabla\psi + j\frac{\omega}{c}\psi = 0\,. \tag{14}$$

Граничні умови (12) і (13) описують ідеальні магнітну і електричну стінки, що відбивають. Граничні умови (14) є еквівалентними умовам випромінювання Зоммерфельда [8] і відповідають ідеальній поглинаючій стінці.

Для моделювання характеристик лінії необхідно площини, що обмежують об'єм, віддалити таким чином, щоб не чинити істотного впливу на характеристики, що розраховуються.

Слід також враховувати, що наявність симетрії систем, що розглядаються, дозволяє істотно спростити розв'язання задачі, оскільки площини симетрії без порушення структури поля можуть бути замінені або електричною стінкою, якщо електричне поле є перпендикулярним до площини симетрії, або магнітною стінкою, якщо електричне поле є паралельним до площини симетрії.

Якщо електроди лінії виготовлені з ідеального металу, то нормальні компоненти магнітного поля на їх поверхнях дорівнюють нулю. А отже, враховуючи (10), на цих поверхнях повинні задаватися граничні умови Неймана (13).

Розв'язки задачі на власні числа та власні функції (7) визначає сталу поширення в лінії, а отже й довжину хвилі в лінії $\lambda$. Розподіл електромагнітного поля знаходять з (10). Але часто використовують інтегральні характеристики електромагнітного поля — ефективну діелектричну проникність та характеристичний опір, що дозволяє замінити лінію її моделлю у вигляді довгої лінії. Ефективна діелектрична проникність $\varepsilon_{ef}$ визначає довжину хвилі в лінії:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}}, \tag{15}$$

де $\lambda_0$ — довжини хвилі у вакуумі, а характеристичний опір $Z$ визначає зв'язок струму та напругу в лінії.

Як випливає з (15), ефективну діелектричну проникність лінії після розв'язання задачі (7) можна визначити з наступного співвідношення:

$$\varepsilon_{ef} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda}\right)^2. \tag{16}$$

Характеристичний опір $Z$ може бути визначено з різних міркувань. Але найчастіше його знаходять, виходячи з потужності, що передається в лінії [7]. З точки зору теорії кіл, середня за період потужність $P$ в довгій лінії дорівнює:

$$P = I^2 Z / 2, \tag{17}$$

де $I$ — амплітуда струму в лінії. З іншого боку, ця потужність визначається вектором Пойтінга і може бути знайденою з розподілу електромагнітного поля [8]:

$$P = \frac{1}{2}\iint_S \left(E_x H_y^* - E_y H_x^*\right) ds, \tag{18}$$

де *S* — площа поперечного перерізу лінії.

Враховуючи (10) та (15), з (17), (18) випливає, що характеристичний опір може бути розраховано як:

$$Z = Z_0 \frac{\mu}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} I^2} \iint_S \left( \left( \frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right) ds. \quad (19)$$

Струм в лінії *I* знаходиться з розподілу напруженості магнітного поля на поверхні електродів:

$$I = \oint_L |\mathbf{H}_\tau| dl, \quad (20)$$

де $\mathbf{H}\tau$ — тангенціальна складова напруженості магнітного поля на електроді,

*L* — контур у поперечному перерізі лінії вздовж поверхні електрода.

**Застосування методу до щілинної лінії**

Запропонований метод було застосовано до розрахунку характеристик щілинної лінії, яку сформовано на діелектричній підкладці з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon_s$ і товщиною *h*, на поверхні якої розташовано електроди товщиною *t* та віддалені один від одного на відстань *g* (рис. 1). Враховуючи симетрію щілинної лінії, що наведено на рис. 1, її геометрію можна спростити, оскільки без порушення структури електромагнітного поля в площині, що проходить через центр щілини і є перпендикулярною до площини щілини, можуть задаватися граничні умови для електричної або магнітної стінки. Тому достатньо лише розглянути половину щілинної лінії, яку обмежено площиною симетрії.

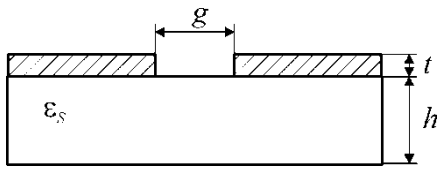


Рис. 1 — Щілинна лінія

Для застосування МСЕ необхідно щоб задача була поставленою в обмеженій області. Тому необхідно ввести додаткові площини (в загальному випадку будь-які циліндричні поверхні) щоб отримати замкнену область. Одну з можливих геометрій наведено на рис. 2. Простір навколо щілинної лінії обмежено трьома додатковими площинами $x = b$, $y = \pm a/2$. Граничні умови на цих площинах та параметри *a* і *b* обираються таким чином, щоб розподіл електромагнітного поля максимально відповідав відкритому простору. В площині $x = 0$ для моди $TE_{01}$ задаються граничні умови на електричній стінці (13). Такі умови використовуються для всіх мод з парним першим індексом. Для непарних перших індексів *TE*–моди застосовують граничні умови на магнітній стінці (12).

Замкнена область розбивається на скінчені елементи трикутної форми за допомогою алгоритмів тріангуляції. Приклад тріангуляції для геометрії, що розглядається, наведено на рис. 3. Використання стандартних процедур МСЕ до розв'язання задачі (7) призводить до знаходження функції $\psi$ в вершинах кожного трикутника. Обчислювальна похибка розв'язку залежить від розмірів трикутників.

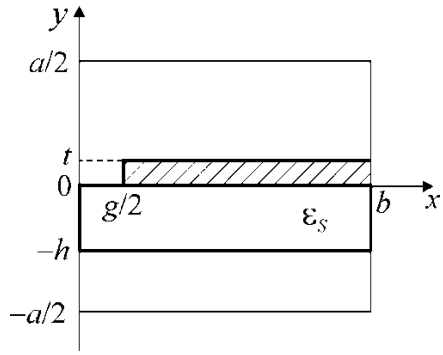


Рис. 2. Геометрія задачі для розв'язання методом скінченних елементів

На електроді щілинної лінії, тобто на відрізках $y \in [0, t]$ в площині $x = g/2$ та $x \in [g/2, b]$ в площинах $x = 0$ і $x = t$ задають граничні умови на електричній стінці (13).

Тому досліджується процес збіжності і ступінь деталізації сітки (розмірів трикутників)обирається таким чином, щоб обчислювальна похибка не перевищувала наперед задане значення. Після знаходження функції $\psi$ в кожній вершині трикутника, компоненти електромагнітного поля розраховуються за формулами (10) з використання явного диференціювання інтерполяційних формул, які будуються на сітці вузлів у вершинах трикутників.

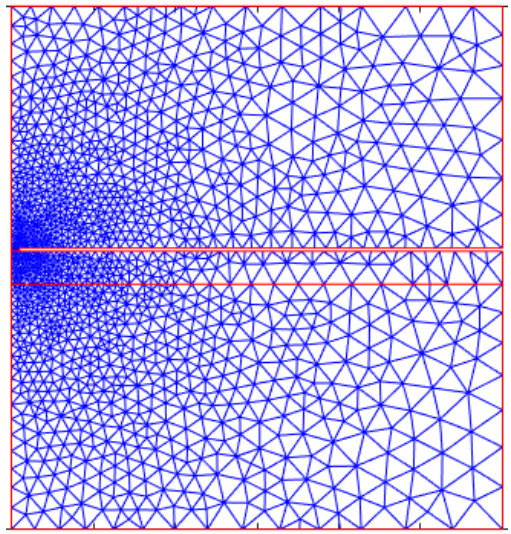

Рис. 3. Приклад тріангуляції щілинної лінії

Розподіл електричного поля щілинної лінії з параметрами $\varepsilon_s = 10$, $g/h = 0{,}5$, $h/\lambda_0 = 0{,}02$ для $TE_{01}$ — моди подано на рис. 4. На цьому рисунку значення компонент $E_x$ та $E_y$ нормовано на товщину підкладки $h$, потужність, що передається в лінії $P$ та характеристичний опір вільного простору $Z_0$. Таке подання надає можливість розрахувати абсолютні значення напруженості електричного

поля в залежності від товщини підкладки та потужності. Абсолютні значення напруженості магнітного поля можна знайти з (10), враховуючи (16).

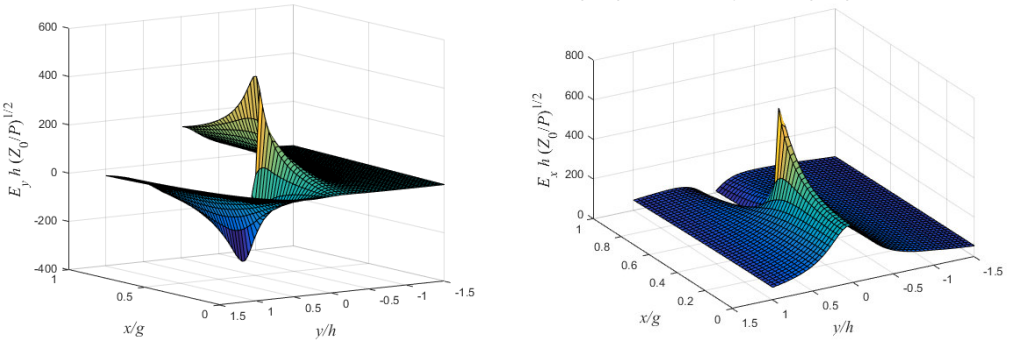


Рис. 4. Розподіл компонент електричного поля в щілинній лінії

Запропонований метод було застосовано до щілинних ліній з широким спектром геометричних та електрофізичних параметрів та на різних частотах. Результати розрахунків ефективної діелектричної проникності було порівнювано з експериментальними та теоретичними даними з літературних джерел. Деякі результати наведено у табл.1 та табл. 2. Як видно з таблиць результати, що отримано запропонованим методом, мають гарне узгодження з експериментальними даними, що отримано іншими авторами.

*Таблиця 1*

**Ефективна діелектрична проникність щілинної лінії на підкладці з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon_s$ = 2,55 товщиною *h* = 1,57 мм**

| ***g*/*h*** | **Частота, ГГц** | **Ефективна діелектрична проникність** | | |
|---|---|---|---|---|
| | | **Експеримент [4]** | **Розрахунок [4]** | **Даний метод** |
| 1,335 | 2 | 1,3133 | 1,2667 | 1,3207 |
| | 2,5 | 1,3324 | 1,2814 | 1,3425 |
| | 3 | 1,3449 | 1,2943 | 1,3615 |
| | 3,5 | 1,3789 | 1.3061 | 1,3773 |
| | 4 | 1,3313 | 1,3181 | 1.3902 |
| 10,71 | 2 | 1,1480 | 1,0896 | 1,1417 |
| | 2,5 | 1,1378 | 1,0988 | 1,1539 |
| | 3 | 1,1198 | 1,1057 | 1,1651 |
| | 3,5 | 1,1480 | 1,1127 | 1,1749 |
| | 4 | 1,1589 | 1,1245 | 1,1835 |
| | 5 | 1,1776 | 1,1341 | 1,1985 |
| | 6 | 1,1929 | 1,1488 | 1,2123 |

Запропонований метод, на відміну від тих, з якими порівнювались результати розрахунків, не має обмежень ні на діапазон геометричних і електрофізичних параметрів, ні на робочі частоти. Немає також обмежень ні на форму та розташування електродів, ні на форму і параметри підкладки. Цей метод може бути також застосовано за наявності діелектричних та металічних тіл поблизу лінії.

Запропонований метод легко адаптується для аналізу перелаштовуваних щілинних ліній [9], які застосовуються для розробки антенних елементів, що працюють в широкому діапазоні частот.

*Таблиця 2*

**Ефективна діелектрична проникність щілинних ліній з різними геометричними та електрофізичними параметрами**

| $\varepsilon_s$ | $g$, мм | $g/h$ | Ефективна діелектрична проникність | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | Частота, МГц | Експеримент [2] | Розрахунок [2] | Даний метод |
| 13,2 | 0,686 | 0,42 | 2180 | 4.1820 | 4.5657 | 4.1475 |
| | | | 2613 | 4.2338 | 4.7259 | 4.2489 |
| | | | 3019 | 4.3584 | 4.8516 | 4.3456 |
| | | | 3580 | 4.4135 | 5.0048 | 4.4909 |
| | | | 3952 | 4.6851 | 5.1419 | 4.5975 |
| | 1,3 | 0,78 | 2090 | 3.6420 | 4.0648 | 3.7771 |
| | | | 2598 | 3.8147 | 4.2688 | 3.9049 |
| | | | 2963 | 3.9524 | 4.3950 | 3.9751 |
| | | | 3454 | 4.1144 | 4.5657 | 4.0536 |
| | | | 3780 | 4.2512 | 4.6649 | 4.1000 |
| | 0,584 | 0,35 | 2197 | 4.3584 | 4.6649 | 4.4325 |
| | | | 2598 | 4.5463 | 4.8092 | 4.5463 |
| | | | 2963 | 4.6248 | 4.9383 | 4.6433 |
| | | | 3454 | 4.7465 | 5.0726 | 4.7738 |
| | | | 3775 | 4.8731 | 5.1888 | 4.8625 |
| 14,5 | 0,635 | 0,36 | 2215 | 4.7881 | 5.1419 | 4.7880 |
| | | | 2508 | 4.8092 | 5.2605 | 4.8688 |
| | | | 2896 | 4.9825 | 5.4083 | 4.9802 |
| | | | 3141 | 5.0726 | 5.5104 | 5.0550 |
| | | | 3433 | 5.1419 | 5.6153 | 5.1499 |
| | | | 3800 | 5.3584 | 5.7233 | 5.2794 |
| | 1,4 | 0,80 | 2106 | 4.2338 | 4.4697 | 4.2527 |
| | | | 2346 | 4.4321 | 4.5853 | 4.3269 |
| | | | 2651 | 4.4887 | 4.7054 | 4.4239 |
| | | | 3052 | 4.6448 | 4.8731 | 4.5607 |
| | | | 3304 | 4.7881 | 4.9825 | 4.6540 |
| | | | 3967 | 4.9825 | 5.2365 | 4.9325 |
| | 0,61 | 0,35 | 2215 | 5.2126 | 5.1419 | 5.3377 |
| | | | 2508 | 5.3833 | 5.2605 | 5.4210 |
| | | | 2896 | 5.5625 | 5.4083 | 5.5284 |
| | | | 3141 | 5.6420 | 5.5104 | 5.5971 |
| | | | 3434 | 5.8344 | 5.6153 | 5.6820 |
| | | | 3790 | 5.9488 | 5.7233 | 5.7906 |
| 20,3 | 0,61 | 0,18 | 2119 | 8.5999 | 8.5999 | 7.9197 |
| | | | 2475 | 9.0724 | 8.8577 | 8.4780 |
| | | | 2984 | 9.6447 | 9.2386 | 9.3921 |
| | | | 3331 | 9.5851 | 9.4675 | 10.065 |
| | | | 3773 | 10.1424 | 9.7656 | 10.934 |

**Висновки**

За рахунок використання магнітних векторного та скалярного потенціалів електродинамічну задачу для *TE*-моди смужкової лінії зведено до задачі на власні числа та власні вектори, яку розв'язано методом скінченних елементів. Власні числа цієї задачі визначають довжину хвилі в лінії, а власні вектори — розподіл електромагнітного поля. Метод використано для розрахунку параметрів еквівалентної лінії з розподіленими параметрами: ефективної діелектричної проникності, що визначає довжину хвилі в лінії та характеристичного опору, який описує зв'язок між струмом та напругою в еквівалентній довгій лінії. Застосування запропонованого методу до щілинних ліній продемонструвало гарне узгодження з літературними експериментальними та теоретичними результатами.

На відміну від інших методів, запропонований метод можна застосовувати до смужкових ліній будь-якої конфігурації в поперечному перерізі з довільним розподілом електрофізичних параметрів, форми підкладок та електродів. Метод може бути застосовано до розробки та аналізу перелаштовуваних смужкових ліній, в яких *TE*-мода є домінантною.

**Reference**

1. Garg R. Microstrip Lines and Slotlines, Third Edition / R. Garg I. Bahl, M. Bozzi. — Artech House, 2013. — 560 p.

2. Mariani E.A. Slot Line Characteristics / E.A. Mariani, C.P. Heinzman, J.P. Agrios, S.B. Cohn // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1969. — vol. 17, is. 12. — P. 1091–1096.

3. Kitazawa T. Analysis of the Dispersion Characteristic of Slot Line with Thick Metal Coating / T. Kitazawa, Y. Hayashi, M. Suzuki // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1980. — vol. 28, is. 4. — P. 387–392.

4. Janaswamy R. Dispersion characteristics for wide slotlines on low-permittivity substrates / R. Janaswamy, H.D. Schaubert // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1985. — vol. 33, is. 8. — P. 723–726.

5. Lee J. Slotline Impedance / J. Lee // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1991. — vol. 39, is. 4. — P. 666–672.

6. https://uk.mathworks.com/products/pde.html (дата звернення 02.11.2018).

7. Janaswamy R. Characteristic impedance of a wide slotline on low-permittivity substrates / R. Janaswamy, H.D. Schaubert // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1986. — vol. 34, is. 8. — P. 900–902.

8. Grigoryev A. D. Electrodynamics and microwave technique: higher school textbook / A. D. Grigoryev. — Moscow: Vysshaya shkola., 1990. — 335 p.

9. Chernov A. Continuously tunable band-stop filter based on coplanar waveguide with defected ground structure / A. Chernov, Y. Prokopenko, G. Vandenbosch // Proceedings of the 2017 IEEE 37th International Scientific Conference «Electronics and nanotechnology (ELNANO)» (Kyiv, 18–20 April, 2017). — Kyiv, 2017. — P. 187–189.