

Перелаштовувана копланарна лінія

Чернов^f А. С., ORCID [0000-0002-5669-9223](https://orcid.org/0000-0002-5669-9223)

e-mail chernov.artem.s@gmail.com

Голубєва І. П., к.т.н., ORCID [0000-0002-4801-006X](https://orcid.org/0000-0002-4801-006X)

e-mail golubeva@ee.kpi.ua

Казміренко В. А., к.т.н. доц., ORCID [0000-0002-0494-5365](https://orcid.org/0000-0002-0494-5365)

e-mail: vk@ee.kpi.ua

Прокопенко^s Ю. В., д.т.н. доц., ORCID: [0000-0001-6366-9279](https://orcid.org/0000-0001-6366-9279)

e-mail: prok@ee.kpi.ua

Кафедра електронної інженерії ee.kpi.ua

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» kpi.ua

Київ, Україна

Анотація—Представлено метод зміни ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору мікроелектронно перелаштовуваної копланарної лінії передачі за рахунок переміщення сигнального електрода лінії або діелектричної пластини над поверхнею електродів лінії. Проаналізовано зв'язок перерозподілу електромагнітного поля зі зміною ефективних параметрів лінії. Встановлено вплив електрофізичних та геометричних параметрів лінії на характеристики перелаштування ефективної діелектричної проникності. Розрахунок ефективних параметрів проводився за допомогою методу скінченних елементів. Розраховані значення ефективної діелектричної проникності лінії підтверджено експериментальними вимірюваннями. Отримані результати дають змогу проектувати резонансні елементи та фазообертачі на основі мікроелектронно керованої копланарної лінії.

Бібл. 16, рис. 13, табл. 4.

Ключові слова — копланарна лінія; ефективна діелектрична проникність; мікроелектронне перелаштування; метод скінченних елементів.

I. ВСТУП

Копланарні лінії (КЛ) [1] широко застосовуються у різних радіоелектронних пристроях, зокрема у сфері телекомунікацій, завдяки своїй простоті та дешевизні виготовлення. Їх використовують для реалізації фазообертачів [2], фільтрів [3][4], антен [5] та інших елементів НВЧ електроніки.

Постійний розвиток телекомунікаційних технологій та виникнення нових стандартів зв'язку робить актуальним завдання дослідження перелаштовуваних СВЧ пристроїв. Для реалізації перелаштування робочої частоти або зміни фази часто використовують твердотільні елементи електроніки, такі як *pin*-діоди [6] та варактори [7], [8], оптичні перемикачі [9] або сегнетоелектрики [10]. Проте головним недоліком таких способів перелаштування є додаткові втрати, що вносяться за рахунок контролюючих елементів. Мікроелектронний метод перелаштування розв'язує цю проблему. Оскільки необхідні переміщення складають десятки мікрометрів [11], це дозволяє використовувати п'єзоелектрики [12] та мікроелектромеханічні системи (МЕМС) [13] у ролі керуючих елементів.

Принцип дії таких пристроїв полягає в зміні електричного шляху електромагнітної хвилі в лінії за рахунок зміни її еквівалентних параметрів, а саме

ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору. Одним із методів перелаштування цих параметрів є зміна розподілу електромагнітного поля за рахунок переміщення складових частин лінії, наприклад, переміщення сигнального електрода КЛ над поверхнею діелектричної підкладки (рис. 1, а) або переміщення діелектричної пластини над електродами КЛ (рис. 1, б).

У цій роботі запропоновано два методи перелаштування еквівалентних параметрів, показано вплив геометричних та електрофізичних параметрів КЛ на ефективність перелаштування та представлено метод розрахунку еквівалентних параметрів мікроелектронно перелаштовуваної КЛ.

II. МЕТОД РОЗРАХУНКУ ЕКВІВАЛЕНТНИХ ПАРАМЕТРІВ

Еквівалентні параметри лінії можуть бути знайдені за допомогою електродинамічного підходу. Розподіл електромагнітного поля в КЛ знайдемо шляхом розв'язання системи диференціальних рівнянь Максвелла, застосовуючи електричні скалярний ϕ^e і векторний A^e потенціали, які визначають компоненти електричного E і магнітного H поля через наступні співвідношення [14]:



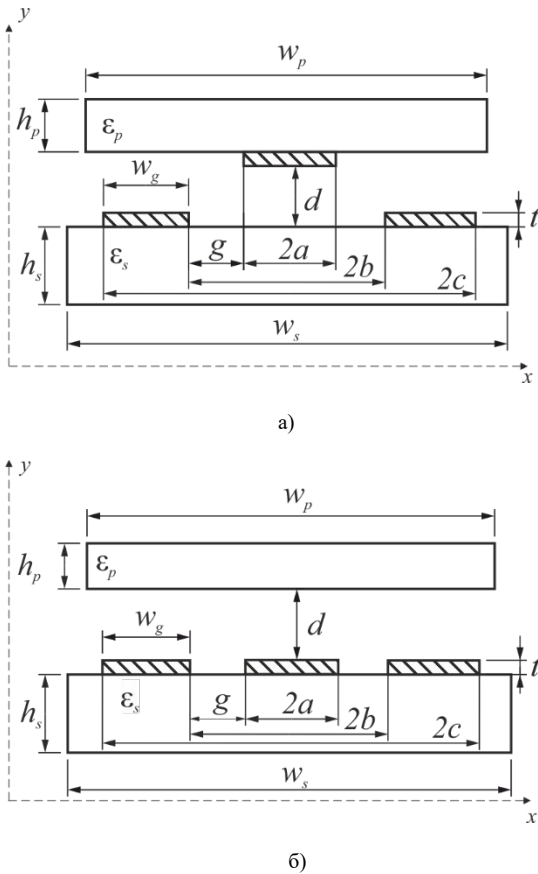


Рис. 1. Структура перелаштовуваної КЛ: а) за рахунок переміщення сигнального електрода над діелектричною підкладкою КЛ; б) за рахунок переміщення діелектричної пластини над електродами.

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}^e}{\partial t} - \text{grad } \varphi^e; \quad \mathbf{H} = \frac{\text{rot } \mathbf{A}^e}{\mu \mu_0}; \quad (1)$$

Основним типом хвиль, що поширюються в КЛ, є TEM -мода. Розподіл електромагнітного поля цієї моди можна знайти, виражаючи електричне та магнітне поле через z -компоненту електричного векторного потенціалу A_z^e та скалярний електричний потенціал φ^e .

Розв'язок відносно скалярного електричного потенціалу будемо шукати у вигляді хвилі, що поширюється в напрямку Oz :

$$\varphi^e = \psi(x, y) \exp(j(\omega t - \beta_z z)), \quad (2)$$

де ψ – функція розподілу скалярного потенціалу в площині Oxy , ω – циклічна частота, β_z – стала поширення хвилі.

Враховуючи, що функція A_z^e також має вигляд хвилі, що поширюється в напрямку Oz , та приймаючи до уваги умову калібрування Лоренца:

$$\text{div } \mathbf{A}^e + \frac{\varepsilon \mu}{c^2} \frac{\partial \varphi^e}{\partial t} = 0, \quad (3)$$

де c – швидкість світла у вакуумі, отримаємо:

$$\text{div}(\varepsilon \text{grad } \psi(x, y)) = 0. \quad (4)$$

Після розв'язання рівняння (4) розподіл електромагнітного поля в поперечному перерізі КЛ з урахуванням (2) може бути розраховано за формулами:

$$E_x = -\frac{\partial \varphi^e}{\partial x}; \quad E_y = -\frac{\partial \varphi^e}{\partial y}; \quad E_z = 0; \quad (5)$$

$$H_x = \frac{\sqrt{\varepsilon}}{Z_0} \frac{\partial \varphi^e}{\partial y}; \quad H_y = -\frac{\sqrt{\varepsilon}}{Z_0} \frac{\partial \varphi^e}{\partial x}; \quad H_z = 0, \quad (6)$$

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

Для розв'язання задачі (4) застосовано метод скінченних елементів (МСЕ), який вимагає наявності обмеженої області простору, на границях якої задано граничні умови. Серед таких граничних умов:

- граничні умови Діріхле (електричні стінки):

$$\psi = \text{const}; \quad (7)$$

- граничні умови Неймана (магнітні стінки):

$$\mathbf{n} \cdot \nabla \psi = 0; \quad (8)$$

- узагальнені граничні умови Неймана (поглинаючі стінки):

$$\mathbf{n} \cdot \nabla \psi + q\psi = 0, \quad (9)$$

де q – стала, що визначається частотою, електрофізичними параметрами області, що граничить зі стінкою та координатами стінки.

Таким чином, з математичної точки зору, задача розрахунку електромагнітного поля зводиться до розв'язання задачі (4) в області Ω з умовами (7) – (9) на границі $\partial\Omega$. Після розв'язання математичної задачі компоненти поля можуть бути знайдені з (5) та (6). Знайдений розподіл електромагнітного поля в КЛ може бути використано для знаходження ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору.

Визначимо характеристичний опір для TEM -моди через потужність [15]. Середовище, в якому розташована КЛ, є неоднорідним. Проте його можна розділити на підобласті зі сталими електрофізичними параметрами. Тоді загальна потужність, що передається у всій системі, буде дорівнювати сумі потужностей, що передаються в кожній окремій підобласті:

$$P = \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^N \left(\sqrt{\varepsilon_i} \iint_{\Omega_i} \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy \right), \quad (10)$$

де Ω_i – площа, яку займає i -та підобласть системи, ε_i – відносна діелектрична проникність i -тої підобласті системи, N – кількість підобластей системи.

З теорії кіл, потужність, що передається в лінії передачі, дорівнює:



$$P = U^2 / 2Z, \quad (11)$$

де U – амплітуда напруги між сигнальним і заземлюючим електродами, Z – характеристичний опір КЛ для TEM -моди.

Підставляючи (11) в (10), отримуємо:

$$Z = Z_0 \frac{U^2}{\sum_{i=1}^N \sqrt{\varepsilon_i} \iint_{\Omega_i} \left(\left(\frac{\partial \Psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \Psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy} \quad (12)$$

Ефективна діелектрична проникність КЛ може бути визначена через порівняння енергії, що запасється у неоднорідній КЛ, яка складається з областей з різною діелектричною проникністю, і енергії, що запасється в однорідній КЛ, заповненій діелектриком з відносною діелектричною проникністю ε_{eff} :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\sum_{i=1}^N \left(\varepsilon_i \iint_{\Omega_i} \left(\left(\frac{\partial \Psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \Psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy \right)}{\iint_{\Omega} \left(\left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy}, \quad (13)$$

де Ψ_1 – розв'язок задачі (4) для однорідної КЛ:

$$\operatorname{div}(\operatorname{grad} \Psi_1) = 0. \quad (14)$$

Для перевірки запропонованого методу було проведено розрахунки ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору з різними електрофізичними та геометричними параметрами КЛ, характеристики яких добре відомі з літературних джерел. Поперечний переріз КЛ з її параметрами зображено на рис. 1, а. Перевірка проводилась для звичайної КЛ, без повітряного проміжку між електродом та підкладкою ($d=0$ мкм).

Результати, отримані за допомогою МСЕ, порівнювались з результатами, отриманими з аналітичних формул [16]. Отримані значення ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору представлено в табл. 1. Результати розрахунку методом скінчених елементів задовільно узгоджуються з результатами, що отримані відомими аналітичними формулами. Проте для випадку перелаштовуваних КЛ, зображених на рис. 1, літературні дані відсутні. Тому для верифікації методу було проведено порівняння розрахованих та експериментально отриманих еквівалентних параметрів.

III. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ВИМІРЮВАННЯ ЕКВІВАЛЕНТНИХ ПАРАМЕТРІВ

Макет для експериментального вимірювання еквівалентних параметрів копланарної лінії передачі зображено на рис. 2. Макет складається з: 1 – мікрометричного гвинта Mitutoyo Digimatic Micrometer Head, Series 350; 2 – металевого утримувача, що фіксує гвинт; 3 – металевого утримувача для рухомої

частини копланарної лінії; 4 – утримувача для нерухомої частини копланарної лінії; 5 – нерухомої частини копланарної лінії, що фіксується за допомогою чотирьох гвинтів; 6 – рухомої частини копланарної лінії. Вимірювання S параметрів відбувалось за допомогою векторного аналізатора Agilent 8510c Vector Network Analyzer.

ТАБЛИЦЯ 1. РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРАХУНКІВ ЕФЕКТИВНОЇ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРОНИКНОСТІ ТА ХАРАКТЕРИСТИЧНОГО ОПОРУ КЛ ЗА ДОПОМОГОЮ МСЕ ТА АНАЛІТИЧНИХ ФОРМУЛ ДЛЯ РІЗНИХ ПАРАМЕТРІВ КЛ

Параметри КЛ				Аналітичні формули [16]		Запропонований метод	
$\frac{a}{b}$	$\frac{c}{b}$	$\frac{h}{b}$	ε_s	Z_0	ε_{eff}	Z_0	ε_{eff}
0.5	2	0.5	10	62.43	4.21	66.34	4.12
0.1	2	0.5	10	108.75	4.46	114.16	4.28
0.25	2	0.5	10	83.99	4.28	89.20	4.18
0.75	2	0.5	10	45.53	4.35	47.89	4.19
0.5	1.1	0.5	10	77.54	4.77	80.10	4.47
0.5	1.5	0.5	10	65.03	4.39	68.64	4.28
0.5	2.5	0.5	10	61.51	4.14	65.61	4.05
0.5	3	0.5	10	61.05	4.10	65.38	4.01
0.5	2	0.1	10	89.73	2.04	91.93	2.06
0.5	2	0.25	10	72.53	3.12	76.25	3.11
0.5	2	0.75	10	58.51	4.79	62.69	4.64
0.5	2	1.5	10	55.36	5.36	59.96	5.12
0.5	2	5	10	54.67	5.49	59.37	5.23
0.5	2	0.5	4	89.05	2.07	86.65	2.07
0.5	2	0.5	7	72.29	3.14	73.91	3.10
0.5	2	0.5	12	57.73	4.92	62.63	4.80

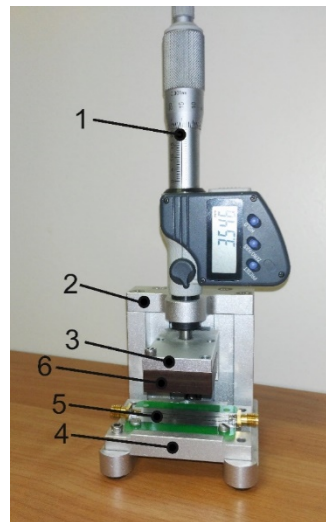


Рис. 2. Експериментальний стенд

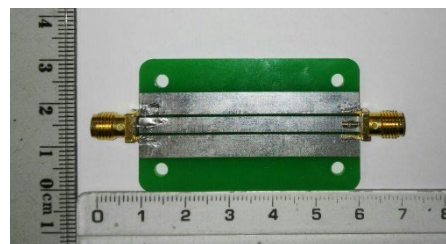


Рис. 3. Виготовлена копланарна лінія передачі.

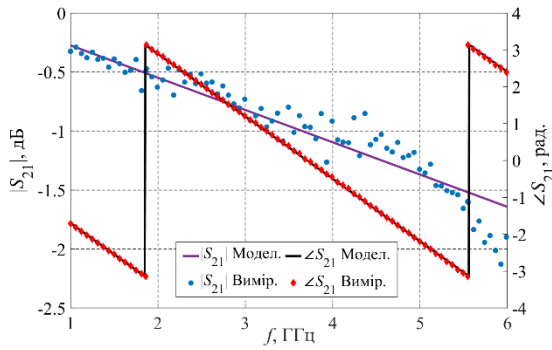


Рис. 4. Результати моделювання та експериментальні дані модуля та фази коефіцієнта передачі.

ТАБЛИЦЯ 2. ПАРАМЕТРИ ВИГОТОВЛЕНОЇ КОПЛАНАРНОЇ ЛІНІЇ

довжина, мм	w_s , мм	$2a$, мм	w_g , мм	g , мм	h_s , мм	t , мм	ϵ_s
50	30	3,5	5	0,575	1,6	35	4,3

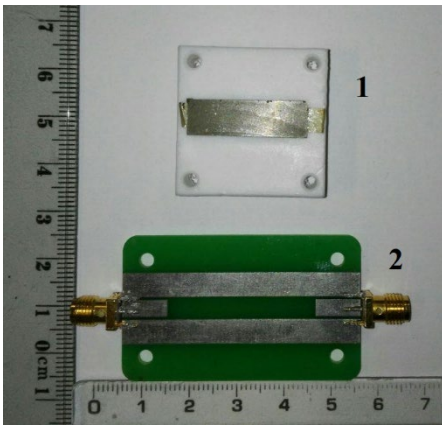


Рис. 5. (1) Рухома та (2) нерухома частини копланарної лінії.

ТАБЛИЦЯ 3. ПАРАМЕТРИ РУХОМОЇ ТА НЕРУХОМОЇ ЧАСТИН КЛ ДЛЯ ВИПАДКУ ПЕРЕМІЩЕННЯ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ ПЛАСТИНИ

№ експерименту	Параметри рухомої частини КЛ				Матеріал утримувача нерухомої частини
	ϵ_r	w_p , мм	h_p , мм	l_p , мм	
1	2.08	30	10	30	Метал
2	3.85	30	10	30	
3	10	20	1	20	
4	35	18	1.95	30	

ТАБЛИЦЯ 4. ПАРАМЕТРИ РУХОМОЇ ТА НЕРУХОМОЇ ЧАСТИН КЛ ДЛЯ ВИПАДКУ ПЕРЕМІЩЕННЯ СИГНАЛЬНОГО ЕЛЕКТРОДА

№ експерименту	Параметри рухомої частини КЛ				Матеріал утримувача нерухомої частини
	ϵ_r	w_p , мм	h_p , мм	l_p , мм	
1	3,85	30	10	30	Метал
2	2,08				Тефлон ($\epsilon = 2,08$)
3	3,85				Тефлон ($\epsilon = 2,08$)

Величина повітряного проміжку d регулювалась за рахунок переміщення голівки мікрометричного гвинта, на якій було закріплено утримувач рухомої частини копланарної лінії. Похибка установки повітряного проміжку становить 1 мкм. Виготовлена копланарна лінія передачі зображена на рис. 3.

Вимірні частотні залежності параметрів матриці розсіювання використано для експериментального визначення комплексної ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору КЛ шляхом розв'язання задачі апроксимації:

$$\min_{\epsilon_{eff}, Z_0} \sum_{i=1}^n \left[\begin{aligned} & \left(S_{21}^{експ}(f_i) - S_{21}(f_i) \right) \times \\ & \times \left(S_{21}^{експ}(f_i) - S_{21}(f_i) \right)^\dagger + \\ & \left(S_{11}^{експ}(f_i) - S_{11}(f_i) \right) \times \\ & \times \left(S_{11}^{експ}(f_i) - S_{11}(f_i) \right)^\dagger \end{aligned} \right],$$

де $S_{11}^{експ}(f_i)$, $S_{21}^{експ}(f_i)$ – вимірні комплексні коефіцієнти відбиття та передачі на частоті f_i ; $S_{11}(f_i)$, $S_{21}(f_i)$ – розраховані за формулами теорії кіл з розподіленими параметрами комплексні коефіцієнти відбиття та передачі на тій же частоті; ϵ_{eff} , Z_0 – комплексні ефективна діелектрична проникність та характеристичний опір

На рис. 4 зображено результати вимірювання та апроксимації формулами теорії кіл з розподіленими параметрами модуля і фази коефіцієнта передачі S21 копланарної лінії, виготовленої з параметрами, що наведено в табл. 2. Результати апроксимації мають добре узгодження з експериментальними даними, що вказує на придатність експериментального методу для вимірювання еквівалентних параметрів.

Експериментальна перевірка результатів моделювання перелаштовуваної КЛ проводилась як для впливу повітряного проміжку d між діелектричною пластиною та електродами КЛ, так і для впливу повітряного проміжку між діелектричною підкладкою КЛ та сигнальним електродом. Виготовлені рухома та нерухома частини КЛ для випадків з переміщенням діелектричної пластины та сигнального електрода зображені на рис. 5. Для усунення впливу металевого утримувача у випадку переміщення сигнального електрода рухома частина КЛ закріплена на діелектричну пластину довжиною l_p з низьким значенням діелектричної проникності.

Вимірювання проводились для різних типів матеріалу утримувача нерухомої частини (4, рис. 2) та для різних типів рухомого діелектрика (6, рис. 2). Параметри досліджуваної КЛ, а також типи матеріалів рухомого діелектрика і утримувача для випадку з переміщенням діелектричної пластины наведено в табл. 3, а для випадку з переміщенням сигнального електрода – в табл. 4.



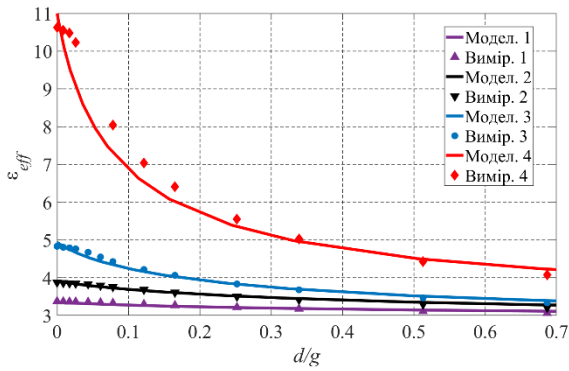


Рис. 6. Нормовані залежності ефективної діелектричної проникності від нормованої величини повітряного проміжку для різних типів рухомої частини у випадку переміщення діелектричної пластини.

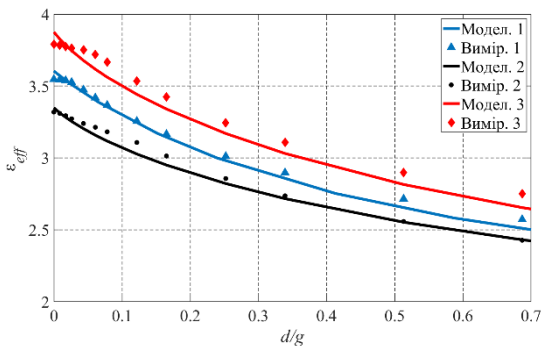


Рис. 7. Нормовані залежності ефективної діелектричної проникності від нормованої величини повітряного проміжку для різних типів рухомої та нерухомої частини КЛ у випадку переміщення сигнального електрода.

Розраховані та експериментальні дані залежності ефективної діелектричної проникності від величини повітряного проміжку між діелектричною пластинкою та електродами КЛ для різних типів пластини наведено на рис. 6. Розраховані та експериментальні дані залежності ефективної діелектричної проникності від

величини повітряного проміжку сигнальним електродом та діелектричною підкладкою КЛ наведено на рис. 7. Результати вимірювання добре узгоджуються з результатами моделювання.

IV. ВПЛИВ ТОПОЛОГІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ КЛ НА ЧУТЛИВІСТЬ ЕФЕКТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ

Принцип перелаштування ефективної діелектричної проникності показано на рис. 1. Зміна ефективної діелектричної проникності ϵ_{eff} відбувається за рахунок переміщення сигнального електрода КЛ над діелектричною підкладкою КЛ або за рахунок переміщення діелектричної пластини над електродами КЛ, що спричиняє перерозподіл електромагнітного поля між об'ємом діелектрика та повітрям. На рис. 8 зображено розподіл нормальної компоненти електричного поля в поперечному перерізі копланарної лінії за наявності та відсутності повітряного проміжку між сигнальним електродом та підкладкою КЛ та за наявності діелектричної пластини над електродами КЛ. Відрив сигнального електрода призводить до різкого зростання напруженості електричного поля в області між сигнальним електродом та підкладкою. Розташування діелектричної пластини над електродами також викликає зростання напруженості електричного поля в області повітряного проміжку.

На рис. 9 показано залежність ефективної діелектричної проникності, нормованої на її значення за відсутності повітряного проміжку ($d = 0$ мкм), від величини повітряного проміжку між сигнальним електродом та діелектричною підкладкою d , нормованого на відстань між сигнальним і заземлюючим електродом g , для обох методів перелаштування. Представлено залежності для різних співвідношень a/b , при цьому величина g залишалась сталою і становила 0.8 мм. Зростання відстані d призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності. Найбільш різка зміна спостерігається за малих значень d , з поступовим зменшенням швидкості перелаштування. За значень d/g , більших 1, подальша зміна нормованої ефективної діелектричної проникності практично відсутня.

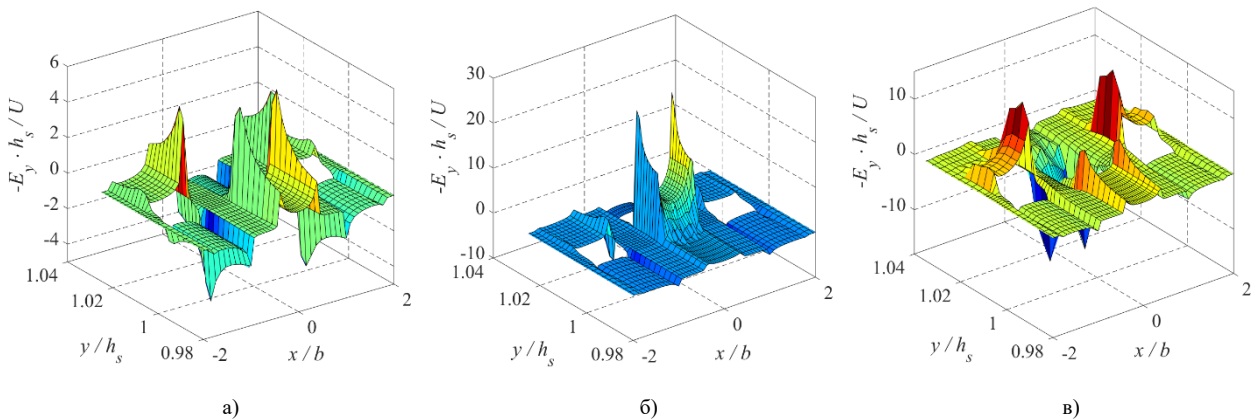


Рис. 8. Розподіл нормальної (E_y) компоненти електричного поля нормованої на потенціал U та товщину підкладки КЛ h_s , при $a/b=0.5$, $h/b=1$, $\epsilon_s=10$, $d/h_s=0.01$ для: (а) КЛ без повітряного проміжку; (б) КЛ з повітряним проміжком між сигнальним електродом та підкладкою; (в) КЛ з діелектричною пластинкою над електродами.



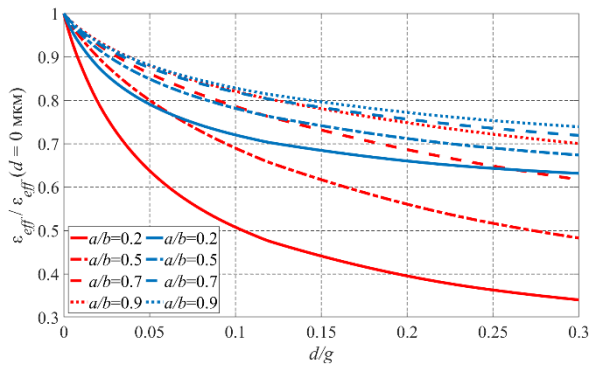


Рис. 9. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку при різних співвідношеннях a/b для: — переміщення сигнального електрода, при $h_s/h_s=1$, $\epsilon_s=10$; — переміщення діелектричної пластини, при $h_p/h_s=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$.

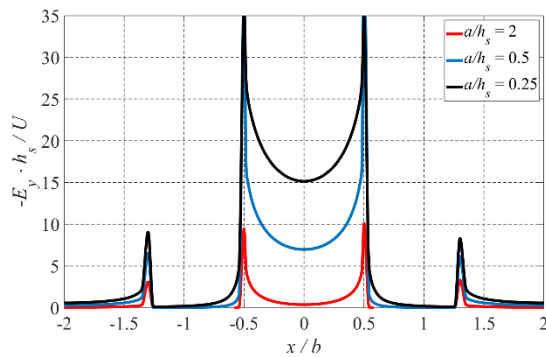


Рис. 10. Залежність нормованої нормальної компоненти електричного поля в площині $y=h_s+d$ вздовж сигнального електрода КЛ для різних співвідношень a/h_s при $\epsilon_s=10$, $d/h_s=0.01$ у випадку переміщення сигнального електрода.

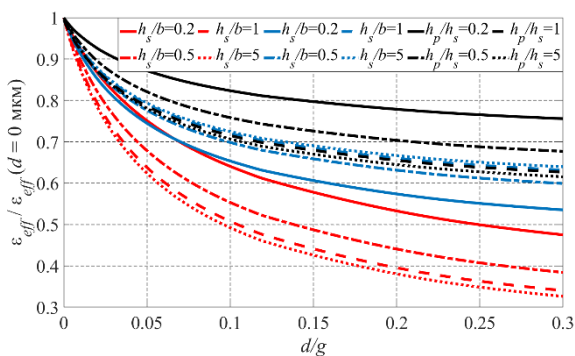


Рис. 11. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для: — переміщення сигнального електрода при $a/b=0.5$, $\epsilon_s=10$ та різних співвідношеннях h_p/h_s ; — переміщення діелектричної пластини при $h_p/h_s=1$, $a/b=0.5$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$ та різних співвідношеннях h_s/b ; — переміщення діелектричної пластини при $h_s/b=1$, $a/b=0.5$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$ та різних співвідношеннях h_p/h_s .

Зменшення співвідношення a/b призводить до збільшення ефективності зміни ефективної діелектричної проникності. Це пояснюється тим, що нормальна складова напруженості електричного поля більша за меншої ширини сигнального електрода. Залежність

нормальної складової напруженості електричного поля E_y нормованої на потенціал U та висоту підкладинки КЛ h_s вздовж площини сигнального електрода, у випадку його переміщення, показано на рис. 10. E_y досягає свого максимуму на краях сигнального електрода та зменшується ближче до його центру. Також спостерігаються піки на краях заземлюючих електродів. Зменшення ширини сигнального електрода призводить до зростання нормальної складової напруженості електричного поля не лише на краях електрода, а і по всій довжині під ним.

Ефективність перелаштування більша у випадку переміщення сигнального електрода.

На рис. 11 показано вплив товщини діелектричної підкладинки та пластини на чутливість та діапазон зміни нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку. У випадку переміщення сигнального електрода покращення ефективності перелаштування можна досягти шляхом збільшення товщини діелектричної підкладки h_s або зменшення відстані b .

У випадку перелаштування за рахунок діелектричної пластини саме пластина є визначальним елементом. Тому, на відміну від переміщення сигнального електрода, товщину діелектричної підкладинки h_s необхідно зменшувати, а товщину діелектричної пластини h_p – збільшувати.

Для обох випадків справедливим є те, що для значень $h_s/b > 2$ подальше збільшення діапазону перелаштування практично відсутнє. Це пояснюється тим, що електромагнітне поле в КЛ зосереджене поблизу електродів на поверхні діелектричної підкладинки, а отже, для великих значень товщини підкладинки або пластини найбільша напруженість електричного поля буде лише в приповерхневому шарі, а не по всій товщині підкладинки.

Вплив значення діелектричної проникності підкладинки та пластини на зміну ефективної діелектричної проникності продемонстровано на рис. 12. В результаті переміщення сигнального електрода збільшення діелектричної проникності підкладинки веде до зростання ефективності перелаштування. Оскільки, теоретично, ефективна діелектрична проникність може зменшуватись до одиниці, а збільшення діелектричної проникності підкладинки призведе до збільшення ефективної діелектричної проникності КЛ за відсутності повітряного проміжку, то, в свою чергу, це забезпечить зростання всього діапазону перелаштування. Також для більших значень діелектричної проникності підкладинки спостерігається вища швидкість зміни ефективної діелектричної проникності.

Перелаштування за допомогою діелектричної пластини має зворотну тенденцію. Більша ефективність перелаштування спостерігається за малих значень діелектричної проникності пластини. Це пояснюється тим, що за менших значень ϵ_s вплив пластини зростає. В свою чергу, збільшення діелектричної проник-



ності пластини веде до зростання ефективності перелаштування. На рис. 13 показано нормальну компоненту електричного поля на поверхні електродів КЛ ($y = h_s + t$) для різних значень відношення діелектричної проникності пластини та підкладки КЛ. Збільшення діелектричної проникності пластини або зменшення діелектричної проникності підкладки призводить до зростання величини нормальної компоненти електричного поля у всій області повітряного проміжку.

ВИСНОВКИ

Перелаштування ефективної діелектричної проникності КЛ забезпечується за рахунок переміщення сигнального електроду копланарної лінії або діелектричної пластини над поверхнею електродів лінії. Зміна ефективної діелектричної проникності відбувається в результаті перерозподілу електромагнітного поля в лінії, яке зосереджене поблизу електродів. Необхідні переміщення складають менше ніж половину величини відстані між сигнальним та заземлюючим електродом і становлять до сотні мікрометрів, що робить можливим використання п'єзоелементів та МЕМС в ролі керуючих елементів.

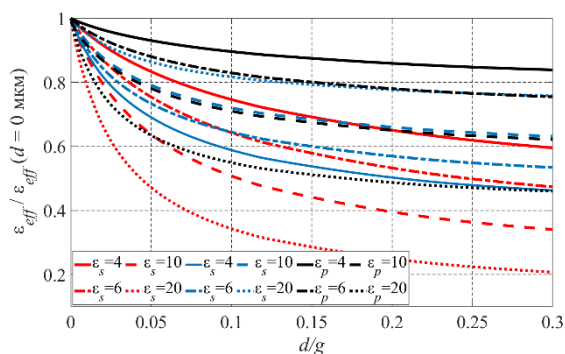


Рис. 12 Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для: — переміщення сигнального електроду, при $a/b=0.5$, $h_s/b=10$ та різних значень діелектричної проникності підкладки ϵ_s ; — переміщення діелектричної пластини, при $h_p/h_s=1$, $h_s/b=1$, $a/b=0.5$, $\epsilon_p=10$ та різних значень діелектричної проникності підкладки ϵ_s ; — переміщення діелектричної пластини, при $h_p/h_s=1$, $h_s/b=1$, $a/b=0.5$, $\epsilon_s=10$ та різних значень діелектричної проникності пластини ϵ_p

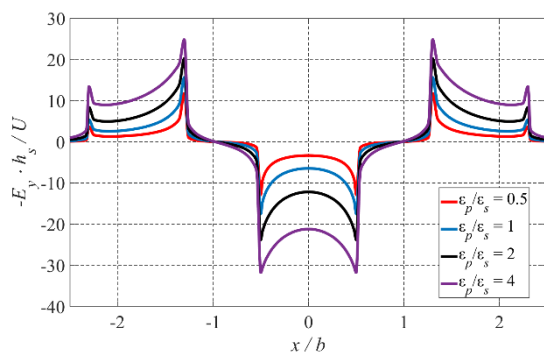


Рис. 13. Залежність нормованої нормальної компоненти електричного поля в площині $y=h_s+t_m$ вздовж електродів КЛ для різних співвідношень ϵ_p/ϵ_s , при $a/b=0.5$, $h_s/b=1$, $h_p/h_s=1$, $d/h_s=0.01$.

Запропонований метод розрахунку комплексної діелектричної проникності добре узгоджується як з відомими формулами розрахунку, за відсутності перелаштування, так і з експериментальними даними для перелаштованої КЛ. Ефективна діелектрична проникність зменшується разом із зростанням повітряного проміжку.

Підвищення чутливості та діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності може бути досягнуто декількома способами, а саме за рахунок збільшення відстані між сигнальним та заземлюючим електродом, збільшення діелектричної проникності підкладки, у випадку переміщення сигнального електрода або пластини, у випадку переміщення пластини та збільшення товщини підкладки або пластини.

ВНЕСОК АВТОРІВ

Чернов А. С.: реалізація методу розрахунку ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору перелаштованої КЛ, проведення розрахунків параметрів еквівалентної лінії з розподіленими параметрами для різних геометричних та електрофізичних параметрів, участь у експериментальних дослідженнях.

Голубева І.П.: розробка методики та проведення експериментальних вимірювань ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору перелаштованих КЛ.

Казміренко В. А.: верифікація методик досліджень, включаючи оцінку похибок розрахунків та вимірювань. Аналіз результатів теоретичних та експериментальних досліджень.

Прокопенко Ю. В.: обґрунтування методу перелаштування характеристик КЛ та методик дослідження, загальне керівництво.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] C. Wen, «Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications,» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 17, no. 12, pp. 1087-1090, 1969. DOI: [10.1109/TMTT.1969.1127105](https://doi.org/10.1109/TMTT.1969.1127105)
- [2] N. A. Ramli, T. Arslan and N. Haridas, "Design and simulation of a 3-bit DMTL phase shifter for wideband applications," 2017 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), Bordeaux, 2017, pp. 1-5. DOI: [10.1109/DTIP.2017.7984468](https://doi.org/10.1109/DTIP.2017.7984468)
- [3] M. G. Kulkarni, A. N. Cheeran, K. P. Ray and S. S. Kakatkar, "Design and implementation of CPW low pass filter with good filter selectivity and sharpness factor," 2018 3rd International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP), Dhanbad, 2018, pp. 1-2. DOI: [10.1109/ICMAP.2018.8354617](https://doi.org/10.1109/ICMAP.2018.8354617)
- [4] B. Yang, H. Qian and X. Luo, "Compact CPW bandpass filter with ultra-wide stopband using slow-wave structure," 2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM), Nanjing, 2016, pp. 1-3. DOI: [10.1109/iWEM.2016.7505071](https://doi.org/10.1109/iWEM.2016.7505071)
- [5] G. Li, H. Zhai, T. Li, L. Li and C. Liang, "CPW-Fed S-Shaped Slot Antenna for Broadband Circular Polarization," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 619-622, 2013. DOI: [10.1109/LAWP.2013.2261652](https://doi.org/10.1109/LAWP.2013.2261652)



- [6] R. S. Li and F. C. Chen, "A tunable bandpass-to-bandstop filter using PIN diode," 2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), Nanjing, 2016, pp. 1-3. DOI: [10.1109/ICUWB.2016.7790555](https://doi.org/10.1109/ICUWB.2016.7790555)
- [7] A. M. E. Safwat, F. Podevin, P. Ferrari and A. Vilcot, "Tunable Bandstop Defected Ground Structure Resonator Using Reconfigurable Dumbbell-Shaped Coplanar Waveguide," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 9, pp. 3559-3564, Sept. 2006. DOI: [10.1109/TMTT.2006.880654](https://doi.org/10.1109/TMTT.2006.880654)
- [8] A. K. Horestani, Z. Shaterian, J. Naqui, F. Martín and C. Fumeaux, "Reconfigurable and Tunable S-Shaped Split-Ring Resonators and Application in Band-Notched UWB Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 9, pp. 3766-3776, Sept. 2016. DOI: [10.1109/TAP.2016.2585183](https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2585183)
- [9] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya and J. C. Vardaxoglou, "Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 2, pp. 449-454, Feb. 2006. DOI: [10.1109/TAP.2005.863393](https://doi.org/10.1109/TAP.2005.863393)
- [10] H. Jiang et al., "Miniaturized and Reconfigurable CPW Square-Ring Slot Antenna Loaded With Ferroelectric BST Thin Film Varactors," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 7, pp. 3111-3119, July 2012. DOI: [10.1109/TAP.2012.2196918](https://doi.org/10.1109/TAP.2012.2196918)
- [11] A. S. Abdellatif et al., "Low Loss, Wideband, and Compact CPW-Based Phase Shifter for Millimeter-Wave Applications," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 12, pp. 3403-3413, Dec. 2014. DOI: [10.1109/TMTT.2014.236553](https://doi.org/10.1109/TMTT.2014.236553)
- [12] Y. Poplavko, Y. Prokopenko, V. Pashkov, V. Molchanov, I. Golubeva, V. Kazmirenko, D. Smigin, "Low loss microwave piezo-tunable devices," Proc. of the 36th European Microwave Conference, Manchester, 10-15 Sept. 2006, pp. 657-660. DOI: [10.1109/EUMC.2006.281496](https://doi.org/10.1109/EUMC.2006.281496)
- [13] N. -. Zhang, Z. L. Deng and J. -. Huang, "A novel tunable bandpass filter using MEMS technology," The 2010 IEEE International Conference on Information and Automation, Harbin, 2010, pp. 1510-1515. DOI: [10.1109/ICINFA.2010.5512025](https://doi.org/10.1109/ICINFA.2010.5512025)
- [14] A. D. Hrihorev, *Elektrodinamika i tekhnika SVCH [Electrodynamics and microwave technology]*. Moscow: Vyshaya shkola, 1990.
- [15] Golubeva, V. Kazmirenko, P. Sergienko, Yu. Prokopenko "Effective permittivity in tunable microstrip and coplanar lines," Proceedings of the XXXII International Scientific Conference "Electronics and nanotechnology", April 10-12, Kyiv, 2012, pp. 69-70.
- [16] K.C. Gupta and Garg Ramesh, *Microstrip lines and slotlines*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 1996, 547 p.

Надійшла до редакції 06 грудня 2018 р.

УДК 621.372.2

Перестраиваемая копланарная линия

Чернов^f А. С., ORCID [0000-0002-5669-9223](https://orcid.org/0000-0002-5669-9223)

e-mail chernov.artem.s@gmail.com

Голубева И. П., к.т.н., ORCID [0000-0002-4801-006X](https://orcid.org/0000-0002-4801-006X)

e-mail golubeva@ee.kpi.ua

Казмиренко В. А., к.т.н. доц., ORCID [0000-0002-0494-5365](https://orcid.org/0000-0002-0494-5365)

e-mail: vk@ee.kpi.ua

Прокопенко^s Ю. В., д.т.н. доц., ORCID: [0000-0001-6366-9279](https://orcid.org/0000-0001-6366-9279)

e-mail: prok@ee.kpi.ua

Кафедра электронной инженерии ee.kpi.ua

Национальный технический университет Украины

«Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского» kpi.ua

Киев, Украина

Анотация—Представлен метод изменения эффективной диэлектрической проницаемости и характеристического сопротивления микромеханически перестраиваемой копланарной линии за счет перемещения сигнального электрода или диэлектрической пластины над поверхностью электродов линии. Изменение параметров эквивалентной длиной линии происходит за счет перераспределения электромагнитного поля. Показано влияние электрофизических и геометрических параметров линии на характеристики перестройки эффективной диэлектрической проницаемости. Расчет эффективной диэлектрической проницаемости и характеристического сопротивления проводился с помощью метода конечных элементов. Рассчитанные значения эффективной диэлектрической проницаемости линии подтверждаются экспериментальными измерениями. Полученные результаты предоставляют возможность проектировать резонансные элементы и фазовращатели на основе микромеханически управляемой копланарной линии.

Библ. 16, рис. 13, табл. 4.

Ключевые слова — копланарная линия; эффективная диэлектрическая проницаемость; микромеханическая перестройка; метод конечных элементов



UDC 621.372.2

Tunable Coplanar Waveguide

A. S. Chernov^f, ORCID [0000-0002-5669-9223](https://orcid.org/0000-0002-5669-9223)

e-mail chernov.artem.s@gmail.com

I. P. Golubeva, Ph.D., ORCID [0000-0002-4801-006X](https://orcid.org/0000-0002-4801-006X)

e-mail golubeva@ee.kpi.ua

V. A. Kazmirenko, Ph.D. Assoc.Prof., ORCID [0000-0002-0494-5365](https://orcid.org/0000-0002-0494-5365)

e-mail: vk@ee.kpi.ua

Yu. V. Prokopenko^s, Dr.Sc.(Eng.) Prof., ORCID [0000-0001-6366-9279](https://orcid.org/0000-0001-6366-9279)

e-mail: prok@ee.kpi.ua

Electronic Engineering Department ee.kpi.ua

National technical university of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute» kpi.ua

Kyiv, Ukraine

Abstract—The tuning methods of transmission line based on coplanar waveguide presented. Tuning is achieved by moving signal electrode of the line above the substrate or by moving additional dielectric plate above the electrodes of the line. Signal electrode lifting or presence of additional dielectric plate leads to redistribution of the electromagnetic field and therefore to changing of transmission line effective parameters, such as effective dielectric permittivity and characteristic impedance. Calculation of effective parameters was performed by using finite elements method. Proposed method of calculation is in good agreement with well-known analytical expression for coplanar waveguide based line without tuning. Experimental verification for tunable line based on coplanar waveguide was performed. The values of effective dielectric permittivity were extracted from measured S-parameters by solving an approximation task. The measured and calculated effective dielectric permittivity are in good agreement. Effective dielectric permittivity decreases with increasing of air gap between the signal electrode and dielectric substrate or between the additional dielectric plate and electrodes of the line. Required displacement are up to hundred micrometers, that allows to use MEMS or piezo actuators as control elements. The influence of electro physical and geometrical parameters on the tuning efficiency is shown. There are several ways for improving of the tuning efficiency. First is to decrease distance between the signal electrode and ground electrode, which is applicable for both methods. Another way for method with signal electrode lifting is to increase dielectric permittivity or height of the substrate. In method with moving dielectric plate above the electrodes, dielectric plate is the defining element. Therefore, increasing of dielectric permittivity and height of the dielectric plate or decreasing of dielectric permittivity or height of the substrate leads to the improving of the tuning efficiency and tuning range. The results of the paper allow to effectively design resonant elements and phase shifters based on coplanar waveguide line.

Ref. 16, fig. 13, table 4.

Keywords — *coplanar waveguide; effective dielectric permittivity; micromechanical tuning; finite element method.*

