

Мікросистеми та фізична електроніка

УДК 621.372.22

Перелаштовуваний резонатор, як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії

Волошин^f А. О., ORCID [0000-0001-9443-7331](https://orcid.org/0000-0001-9443-7331)Чернов^f А. С., ORCID [0000-0002-5669-9223](https://orcid.org/0000-0002-5669-9223)Голубева І. П., к.т.н., ORCID [0000-0002-4801-006X](https://orcid.org/0000-0002-4801-006X)Казміренко В. А., к.т.н., доц., ORCID [0000-0002-0494-5365](https://orcid.org/0000-0002-0494-5365)Прокопенко^s Ю. В., д.т.н., проф., ORCID: [0000-0001-6366-9279](https://orcid.org/0000-0001-6366-9279)Кафедра електронної інженерії ee.kpi.ua

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» kpi.ua

Київ, Україна

Анотація—Досліджено мікросмужковий резонатор, в якому перелаштування частоти здійснюється за рахунок мікропереміщення сигнального електрода над підкладкою. Досліджений резонатор може бути використано, як компонент перелаштовуваного антенного елемента, у разі його включення як кінцевого навантаження лінії. Показано, що ефективна діелектрична проникність, яка визначає резонансну частоту, суттєво зменшується в результаті переміщення сигнального електрода на відстань у декілька відсотків від товщини підкладки. Встановлено, що діапазон зміни та чутливість перелаштування резонансної частоти можна збільшити шляхом підвищення діелектричної проникності та зменшення висоти підкладки мікросмужкової лінії. Запропоновано еквівалентну схему мікросмужкового резонатора як елемента перелаштованої антени. Використання еквівалентної схеми дозволяє спростити процес проектування антенного елемента та оптимізувати його характеристики.

Ключові слова — мікросмужковий резонатор; ефективна діелектрична проникність; мікромеханічне перелаштування; еквівалентна схема.

І. ВСТУП

Мікросмужкові резонатори [1] широко застосовуються у різних радіоелектронних пристроях, зокрема у сфері телекомунікацій завдяки зручності їх інтеграції з компонентами інтегральних схем на одній підкладці, що спрощує технологію виготовлення. Широкою областю їх використання також є антенні елементи [2].

Сучасні стандарти телекомунікаційних систем висувають вимоги щодо підтримки декількох частотних діапазонів у приймально-передавальних трактах, що робить актуальним дослідження перелаштовуваних резонансних елементів.

Для перелаштування робочої частоти мікросмужкових резонансних елементів використовують напівпровідникові компоненти, такі як ріп-діоди [3] та варактори [4], оптичні [5] або магнітні [6] перемикачі. Проте, керуючі елементи у таких способах вносять додаткові втрати електромагнітної енергії, що погіршує власну добротність резонаторів. Механічний спосіб перелаштування [7] такого недоліку не має, проте використання електрично-контрольованих

рушіїв ускладнює його практичне застосування. Крім цього, перелічені вище способи забезпечують перелаштування резонансної частоти в обмеженому діапазоні.

Альтернативним способом перелаштування мікросмужкового резонатора є мікромеханічний, в якому зміна резонансної частоти здійснюється за рахунок переміщення сигнального електрода відносно підкладки [8]. Такий спосіб дозволяє розширити діапазон перелаштування та не вносить додаткових втрат [9]. Крім цього, необхідні переміщення складають десятки мікрометрів, що дозволяє використовувати п'єзоелектричні та електрострикційні рушії у ролі керуючих елементів [10].

Мікросмужковий резонатор може бути створено як відрізок мікросмужкової лінії, яка навантажена на кінцях, зокрема розімкнута або замкнута. Резонансний елемент може бути включено в лінію передачі за рахунок зв'язку електромагнітного поля лінії з власними полями резонатора, що, як правило, забезпечується розташуванням резонатора поруч з лінією або використанням шлейфа. Резонатор також може бути включено як навантаження лінії передачі.



Copyright (c) 2019 Волошин А. О., Чернов А. С., Голубева І. П.,

Казміренко В. А., Прокопенко Ю. В.

У роботі [11] було досліджено мікромеханічно перелаштовувані мікросмужкові резонатори, які включались у регулярну лінію передачі. Проте, в антенних елементах резонатор включається як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії [12]. Особливості мікромеханічного перелаштування такої структури не досліджувалися раніше.

У цій роботі досліджується мікромеханічно перелаштовуваний мікросмужковий резонатор, який включено, як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії, встановлюється вплив геометричних та електрофізичних параметрів резонатора на діапазон і чутливість перелаштування частоти та запропоновано еквівалентну схему, що дозволить спростити процес проектування антенного елемента та оптимізувати його характеристики.

II. КОНСТРУКЦІЯ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ

Пристрої на основі мікросмужкових ліній (МСЛ) часто аналізують, замінюючи її еквівалентною довгою лінією. Основними характеристиками довгої лінії є ефективна діелектрична проникність ϵ_{eff} , яка визначає довжину хвилі в лінії λ :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\epsilon_{eff}}, \quad (1)$$

де λ_0 – довжина електромагнітної хвилі у вакуумі, а Z_0 – характеристичний опір, який визначає співвідношення струму до напруги в довгій лінії або напруженості електричного та напруженості магнітного поля МСЛ.

Мікросмужкові резонансні елементи формуються на основі відрізків МСЛ. У цьому випадку резонансна частота визначається, як геометричними параметрами лінії так і ефективною діелектричною проникністю лінії. Перелаштування резонансної частоти мікросмужкового резонатора може бути досягнуто за рахунок зміни ефективної діелектричної проникності лінії, яка може бути реалізована різними шляхами, наприклад використанням сегнетоелектричних [13] або феромагнітних [14] матеріалів.

Мікромеханічне перелаштування може бути здійснено за рахунок переміщення сигнального електрода над підкладкою (рис. 1). Повітряний прошарок між електродом і підкладкою приводить до появи неоднорідної діелектричної структури, в якій розподіл електромагнітного поля, а отже і довжина хвилі, відрізняється від однорідної структури.

Зміну довжини хвилі зручно характеризувати зміною ефективної діелектричної проникності. Під ефективною діелектричною проникністю будемо розуміти таку діелектричну проникність однорідного діелектрика, розташованого між двома паралельними металевими пластинами, що знаходяться на відстані $h+d$ один від одного, за якої довжина хвилі в однорідній структурі дорівнювала б реальній довжині хвилі в неоднорідній структурі [15].

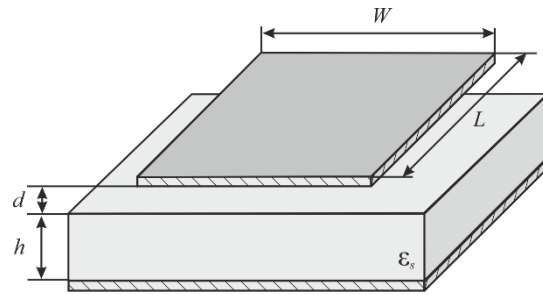


Рис. 1 Перелаштовуваний мікросмужковий резонатор

В роботах [8], [15] показано, що діапазон перелаштування ефективної діелектричної проникності МСЛ та чутливість її зміни до переміщення сигнального електрода збільшується у випадку зростання діелектричної проникності підкладки та зменшення ширини сигнального електрода, а також зменшення товщини підкладки. В цих роботах досліджувалися МСЛ зі співвідношенням $W/h < 1$, проте мікросмужкові резонатори, що використовуються як випромінювачі антенних елементів, як правило, є широкими (для формування необхідної діаграми направленості) та не задовольняють цій умові. Тому в цій роботі досліджуються МСЛ та резонатори з відношенням геометричних розмірів $W/h > 1$.

Компоненти електромагнітного поля квазі-ТЕМ хвилі в поперечному перерізі лінії передачі, у випадку широких електродів, розраховувалися двовимірним методом скінчених елементів (МСЕ) [8], а ефективна діелектрична проникність визначалася шляхом порівняння енергії електромагнітного поля, яка запасється в МСЛ, що складається з областей з різною діелектричною проникністю, і енергії, яка запасється в поперечному перерізі однорідної, заповненої з відносною проникністю ϵ_{eff} .

Збільшення відстані d між сигнальним електродом та підкладкою, за рахунок перерозподілу електромагнітного поля структури, призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності. Діапазон та чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщення сигнального електрода залежить від співвідношення ширини електрода до висоти підкладки та діелектричної проникності матеріалу підкладки.

На рис. 2 показано залежності приросту ефективної діелектричної проникності від співвідношення геометричних розмірів W/h . Оцінку приросту ефективної діелектричної проникності для відношення $W/h = \infty$ отримано як для одновимірної діелектричної неоднорідної структури, яка розташована між нескінченними металевими площинами [16]:

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_{eff} \Big|_{d=0} \frac{h+d}{h+\epsilon_s d}. \quad (2)$$



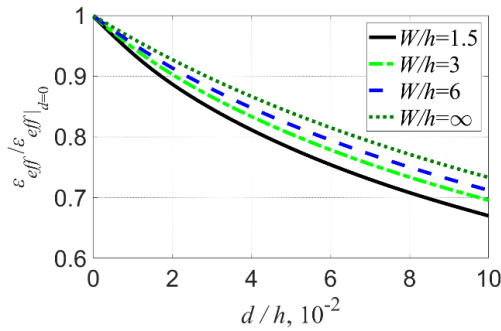


Рис. 2. Залежність приросту ефективної діелектричної проникності неоднорідної МСЛ від нормованого до товщини підкладки розміру повітряного проміжку d у разі діелектричної проникності підкладки $\epsilon_s = 5$

Як видно з рис. 2, формула (2) визначає верхню асимптоту приросту ефективної діелектричної проникності, тобто перелаштування не може бути гіршим від величини, що визначається за формулою (2).

Оскільки резонансна частота структури, що розглядається, є обернено пропорційною до $\sqrt{\epsilon_{eff}}$, то вона зростає зі збільшенням повітряного проміжку d між сигнальним електродом та підкладкою. Як випливає з рис. 2, для певних переміщень d приріст резонансної частоти зростає зі зменшенням ширини сигнального електрода та висоти підкладки.

На перелаштування резонансної частоти також впливають діелектрична проникність матеріалу підкладки та довжина L резонатора. Як видно з рис. 3, чутливість зміни резонансної частоти до переміщення електрода зростає зі збільшенням проникності матеріалу підкладки.

Вплив довжини резонатора L продемонстровано на рис. 4. Характер цієї залежності пояснюється залежністю на рис. 2, оскільки для сталої резонансної частоти збільшення L призводить до зменшення W .

Як видно з рис. 3 та рис. 4 перелаштування резонансної частоти структури, що розглядається, на десятки відсотків досягається за рахунок переміщення сигнального електрода на одиниці відсотків від товщини підкладки, що складає десятки мікрометрів для типових розмірів підкладок, а, відтак, для керування частотою можна використовувати п'єзоелектричні та електрострикційні рушії.

III. ЕКВІВАЛЕНТНА СХЕМА

Мікросмушковий резонатор, який зображено на рис. 5, можна представити у вигляді каскадного з'єднання ліній передачі з характеристичними опорними Z_1 , що відповідає лінії шириною w та Z_2 (лінії шириною W), як зображено на рис. 6. Крайові ефекти на границі підведення лінії живлення до резонатора в точці $z = 0$ та на відкритому кінці резонатора в точці $z = L$ враховані внесенням конденсаторів C_1 та C_2 відповідно.

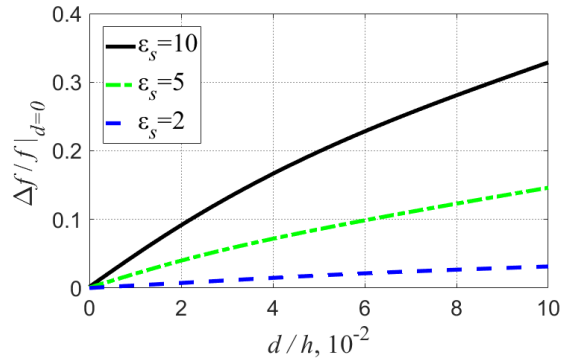


Рис. 3. Залежність відносної зміни резонансної частоти мікросмушкового резонатора до нормованого розміру повітряного проміжку d для $W/h = 20$, $W/L = 1$ та різних значень діелектричної проникності підкладки

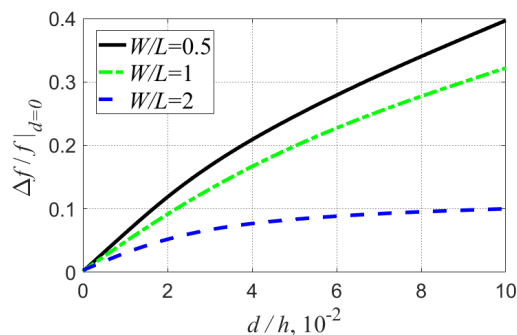


Рис. 4. Залежність відносної зміни резонансної частоти мікросмушкового резонатора від нормованого розміру повітряного проміжку d для $\epsilon_s = 10$, $W/h = 20$ та різних відношень ширини електрода резонатора до його довжини

Оскільки крайові ефекти на бокових ділянках резонатора враховані використанням ефективної діелектричної проникності, то ємність C_2 пропорційна ширині W , а C_1 пропорційна $W - w$, а тому ємність C_1 пов'язана з ємністю C_2 співвідношенням:

$$C_1 = C_2 \frac{W - w}{W}. \quad (3)$$

Використання (3) вдосконалює модель, що наведено в [12], [17], де $C_1 = C_2$.

Для аналізу еквівалентної схеми мікросмушкового резонатора (рис. 6) використано теорію кіл з розподіленими параметрами [18]. Для цього схему мікросмушкового резонатора подано у вигляді каскадного з'єднання трьох матриць передачі та навантаження конденсатором C_2 (рис. 7).

Матриці передачі T_1 та T_3 описують регулярні відрізки ліній з довжинами l , L та ефективними діелектричними проникностями ϵ_{eff1} та ϵ_{eff2} відповідно:



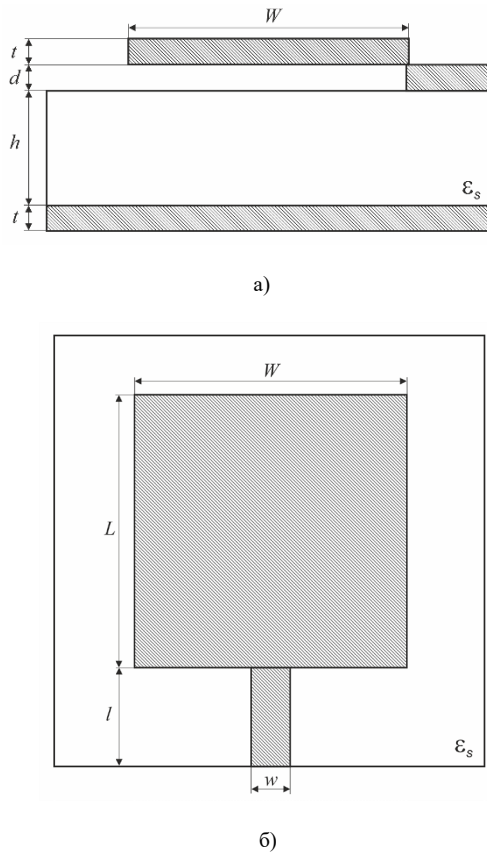


Рис. 5 Мікросмушковий резонатор включений, як навантаження до лінії передачі: а) вид збоку б) вид зверху

$$\mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{z1}l} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{z1}l} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{z2}L} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{z2}L} \end{bmatrix},$$

де $\beta_{z1} = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff1}}}{c}$ та $\beta_{z2} = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff2}}}{c}$ – сталі поширення хвилі на відрізках $z \in [-l, 0]$ та $z \in [0, L]$ відповідно, f – робоча частота.

\mathbf{T}_2 є матрицею передачі неоднорідності з конденсатором, що паралельно включений між лініями передачі з характеристичними опорами Z_1 та Z_2 [19]:

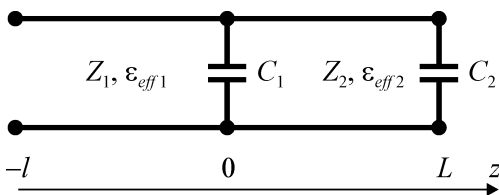


Рис. 6. Еквівалентна схема мікросмушкового резонатора, який включено як навантаження лінії передачі

$$\mathbf{T}_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \begin{bmatrix} Z_1 + Z_2 + Y Z_1 Z_2 & Z_2 - Z_1 + Y Z_1 Z_2 \\ Z_2 - Z_1 - Y Z_1 Z_2 & Z_1 + Z_2 - Y Z_1 Z_2 \end{bmatrix},$$

де $Y = j\omega C_1$.

Результуюча матриця передачі каскадного з'єднання чотирьохполосників визначається їх добутком:

$$\mathbf{T}_\Sigma = \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2 \mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}.$$

Враховуючи, що схема є навантаженою на конденсатор C_2 , коефіцієнт відбиття на вході резонатора може бути знайдено як:

$$s_{11} = \frac{(1 + j\omega C_2 Z_2) t_{21} + (1 - j\omega C_2 Z_2) t_{22}}{(1 + j\omega C_2 Z_2) t_{11} + (1 - j\omega C_2 Z_2) t_{12}}. \quad (4)$$

Формула (4) надає можливість розрахувати частотну залежність комплексного коефіцієнта відбиття для резонансного елемента в залежності від його топологічних параметрів та параметрів підкладки, які визначають ефективну діелектричну проникність та характеристичний опір відрізків ліній. Резонансна частота знаходиться як точка мінімуму модуля коефіцієнта відбиття.

Розраховану за формулою (4) частотну залежність комплексного коефіцієнта відбиття для резонансного елемента квадратної форми розмірами $L = W = 15$ мм, що сформовано на підкладці товщиною 5 мм та діелектричною проникністю $\epsilon_s = 5$ показано на рис. 8. Резонансний елемент збуджувався мікросмушковою лінією довжиною $l = 6$ мм та шириною $w = 0.2$ мм. Товщина електроду складала $t = 0.1$ мм. Ефективна діелектрична проникність та характеристичний опір резонансного та збуджувачого відрізків ліній розраховувались двовимірним методом скінченних елементів [3] та складала $\epsilon_{eff1} = 3.02$, $Z_1 = 173.1$ Ом та $\epsilon_{eff2} = 3.9$, $Z_1 = 36.4$ Ом відповідно. Втрати резонансного елемента враховувались введенням ефективного тангенсу кута втрат

$$\text{tg } \delta_{eff2} = \frac{\epsilon''_{eff2}}{\epsilon'_{eff2}},$$

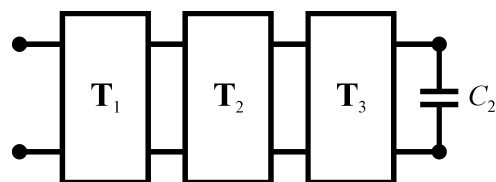


Рис. 7. Подання еквівалентної схеми мікросмушкового резонатора як каскадного з'єднання чотирьохполосників.



де ε'_{eff2} – дійсна, а ε''_{eff2} – уявна частини ефективної діелектричної проникності резонансного відрізка лінії. У роботі [8] запропоновано методику визначення втрат, пов'язаних з дисипативним затуханням електромагнітних хвиль у діелектричних та металевих частинах резонатора. Проте, особливістю конструкції, що розглядається, є наявність втрат на випромінювання, які є значно більшими дисипативних втрат і раніше не розглядалися. Розрахунок ємності C_2 за геометричними та електрофізичними параметрами є непростю задачею. Тому для їх знаходження використано тривимірний метод скінченних елементів і параметри $\text{tg } \delta_{eff2}$ та C_2 підбирались шляхом розв'язання задачі апроксимації:

$$\min_{\text{tg } \delta_{eff2}, C_2} \left(\sum_{i=1}^n \left| S_{11}^{Circ.model}(f_i) - S_{11}^{FEM}(f_i) \right|^2 \right),$$

де $S_{11}^{Circ.model}(f_i)$ – розрахований за формулою (4) комплексний коефіцієнт відбиття на частоті f_i , $S_{11}^{FEM}(f_i)$ – комплексний коефіцієнт відбиття на цій же частоті, який обчислено тривимірним методом скінченних елементів, n – кількість частотних точок.

Для конструкції, що наведена вище, параметри апроксимації склали $\text{tg } \delta_{eff2} = 0.05$, $C_2 = 2.52$ пФ. Комплексний коефіцієнт відбиття, що розраховано тривимірним методом скінченних елементів та за формулою (4) представлено на рис. 8.

Як видно з рис. 8 еквівалентна схемна модель мікросмужкового резонатора на основі теорії кіл з розподіленими параметрами дає результати, що задовільно узгоджуються з такими ж, що отримано на основі строгої електродинамічної моделі та розв'язано тривимірним методом скінченних елементів. Разом з тим схемна модель надає змогу спростити аналіз впливу геометричних та електрофізичних параметрів резонансного елемента на його характеристики.

Слід зазначити, що резонансна частота визначається не тільки ефективною діелектричною проникністю ε_{eff2} і довжиною лінії L , а й значеннями ємностей C_1 та C_2 , то як впливає з (3) резонансна частота буде залежати від ширини лінії живлення.

Використання запропонованої еквівалентної схеми дозволяє спростити процес проектування антенного елемента, який сформовано на основі резонатора, та оптимізувати його характеристики. Необхідність пошуку оптимальних параметрів на стадії проектування антенного елемента, зокрема, виникає під час узгодження характеристик фідера і випромінювача та забезпечення необхідного діапазону перелаштування центральної частоти.

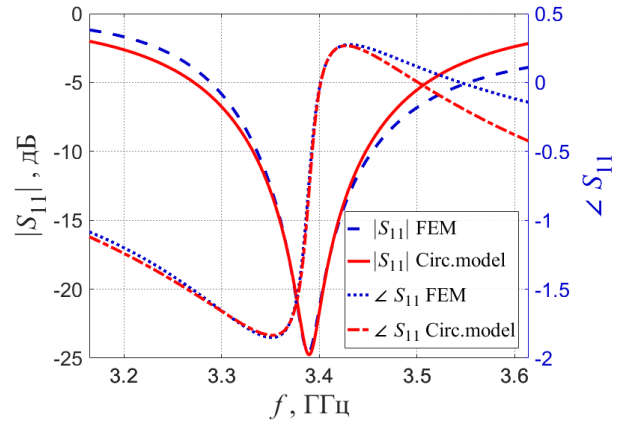


Рис. 8. Частотна залежність амплітуди та фази коефіцієнта відбиття мікросмужкового резонансного елемента

ВИСНОВКИ

Проведено дослідження мікромеханічно перелаштовуваних мікросмужкових резонаторів, як кінцевих навантажень мікросмужкової лінії. Показано, що ефективна діелектрична проникність, яка визначає резонансну частоту, суттєво зменшується в результаті переміщення сигнального електроду на відстані у декілька відсотків від товщини підкладки. Встановлено, що діапазон зміни резонансної частоти можна розширити шляхом збільшення діелектричної проникності матеріалу підкладки. Виявлено, що чутливість перелаштування резонансної частоти до переміщень сигнального електроду може бути підвищено за рахунок зменшення висоти та збільшення діелектричної проникності матеріалу підкладки.

Хоча співвідношення між шириною та довжиною резонатора впливає на характеристики перелаштування, вибір цих параметрів обумовлюється вимогами до формування необхідної діаграми направленості антенного елемента, компонентом якого є розглянутий резонатор.

Запропоновано еквівалентну схему мікросмужкового резонатора як елемента перелаштованої антени. Використання еквівалентної схеми дозволяє спростити процес проектування антенного елемента та оптимізувати його характеристики.

ВНЕСОК АВТОРІВ

Волошин А. О.: реалізація методу розрахунку ефективної діелектричної проникності перелаштованої мікросмужкової лінії, аналіз залежностей частот резонаторів від геометричних та електрофізичних параметрів, запропоновано еквівалентну схему.

Чернов А. С.: розрахунок частот резонаторів тривимірним методом скінченних елементів для різних геометричних та електрофізичних параметрів.

Голубева І. П.: проведення розрахунків частот резонаторів в залежності від геометричних та електрофізичних параметрів двовимірним методом скінченних елементів.



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

Прокопенко Ю. В.: обґрунтування методу перелаштування характеристик мікросмушкових резонаторів та методик дослідження, постановка задач та загальне керівництво.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] K. C. Gupta and Garg Ramesh, *Microstrip lines and slotlines*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 1996, 547 p.
- [2] J. R. James and P. S. Hall *Handbook of microstrip antennas*. England: Short Run Press Ltd., 1989, 1312 p.
- [3] D. L. Sengupta, "Resonant frequency of a tunable rectangular patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 20, pp. 614-615, 1984. DOI: [10.1049/el:19840423](https://doi.org/10.1049/el:19840423)
- [4] P. Bhartia and I. Bahl, "A frequency agile microstrip antenna", in *Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, 1982, pp. 304-307. DOI: [10.1109/APS.1982.1148900](https://doi.org/10.1109/APS.1982.1148900)
- [5] A. S. Daryoush, K. Bontzos and P. R. Hercsfeld, "Optically tuned patch antenna for phased array applications," in *1986 Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 361-364, 1986. DOI: [10.1109/APS.1986.1149762](https://doi.org/10.1109/APS.1986.1149762)
- [6] Farhan Abdul Ghaffar, Mohammad Vaseem, Langis Roy and Atif Shamim, "Theroratical Study of Fully Printed Magnetically Tunable Reconfigurable Patch Antenna," in *Proc. of Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, 2018. DOI: [10.1109/INCAP.2018.8770725](https://doi.org/10.1109/INCAP.2018.8770725)
- [7] J. S. Dahele and K. F. Lee, "Theory and experiment on microstrip antennas with airgaps", *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 132, no. 7, pp. 455-460, 1985. DOI: [10.1049/ip-h-2.1985.0081](https://doi.org/10.1049/ip-h-2.1985.0081)
- [8] E. A. Tsyba, Irina P. Golubeva, Victor A. Kazmirenko, Yuriy V. Prokopenko, Complex effective dielectric permittivity of micromechanically tunable microstrip lines," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 61, no. 2, c. 96-106, 2018. DOI: [10.3103/S0735272718020048](https://doi.org/10.3103/S0735272718020048)
- [9] Y. Poplavko, Y. Prokopenko, V.Pashkov, V. Molchanov, I. Golubeva, V. Kazmirenko, D. Smigin, "Low loss microwave piezotunable 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)

Надійшла до редакції 16 червня 2019 р.

УДК 621.372.22

Перестраиваемый резонатор, как конечная нагрузка микрополосковой линии

Волошин^f А. А., ORCID [0000-0001-9443-7331](https://orcid.org/0000-0001-9443-7331)

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

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

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

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

Кафедра электронной инженерии ee.kpi.ua

[10] M. C. Tellers, J. S. Pulskamp, S. S. Bedair, at all, "Piezoelectric actuator array for motion-enabled reconfigurable RF circuits," in *Proc. of 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, pp. 819-822, 2015. DOI: [10.1109/TRANSDUCERS.2015.7181049](https://doi.org/10.1109/TRANSDUCERS.2015.7181049)

[11] Serhienko, P. Y., Prokopenko, Y. V. and Poplavko, Y. M. "Microwave microstrip resonators tuning without quality factor deterioration", *Visnyk NTUU KPI Seria - Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, no. 56, pp. 75-87, 2014. URL: <http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/777> DOI: [10.20535/RADAP.2014.56.75-87](https://doi.org/10.20535/RADAP.2014.56.75-87).

[12] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2008, 1680 p. ISBN: 978-0-470-03634-1

[13] M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, at all, "BST thin film capacitors integrated within a frequency tunable antenna," in *Proc. of 2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pp. 44-47, 2016. DOI: [10.1109/IWAT.2016.7434796](https://doi.org/10.1109/IWAT.2016.7434796)

[14] I. V. Zavislyaka, M. A. Popova, E. D. Solovyovab, at all, "Dielectric-ferrite film heterostructures for magnetic field controlled resonance microwave components", *Materials Science and Engineering, B* vol. 197, pp. 36-42, July 2015. DOI: [10.1016/j.mseb.2015.03.008](https://doi.org/10.1016/j.mseb.2015.03.008)

[15] I. 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] Yu. V. Prokopenko, "Predely upravlyayemosti dielektricheskoy neodnorodnosti, raspolozhennoy mezhdru metallicheskimi ploskostyami [Limits of controllability of dielectric heterogeneity located between metal planes]," *Technology and design in electronic equipment*, no. 6, c. 16-20, 2012

[17] H. Pues and A. Van de Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 131, no. 6, pp. 334-340, 1984. DOI: [10.1049/ip-h-1.1984.0071](https://doi.org/10.1049/ip-h-1.1984.0071)

[18] A. D. Hrihorev, *Elektrodinamika i tekhnika SVCH [Electrodynamics and microwave technology]*. Moskow: Vysshiaia shkola, 1990.

[19] K. Hupta, R. Hardzh and R. Chadkha, Mashinnoye proyektirovaniye SVCH ustroystv [Machine design of microwave devices]. Moscow, Russia: Radio and communications, 1987, 432 p.



Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского» kpi.ua
Киев, Украина

Аннотация—Исследован микрополосковый резонатор, в котором перестройка частоты осуществляется за счет микроперемещения сигнального электрода над подложкой. Исследованный резонатор может быть использован, как компонент перестраиваемого антенного элемента, в случае его включения как конечной нагрузки линии. Показано, что эффективная диэлектрическая проницаемость, которая определяет резонансную частоту, существенно уменьшается в результате перемещения сигнального электрода на расстоянии в несколько процентов от толщины подложки. Установлено, что диапазон изменения и чувствительность перестройки резонансной частоты можно увеличить путем повышения диэлектрической проницаемости и уменьшения высоты подложки микрополосковой линии. Предложено эквивалентную схему микрополоскового резонатора как элемента перестраиваемой антенны. Использование эквивалентной схемы позволяет упростить процесс проектирования антенного элемента и оптимизировать его характеристики.

Ключевые слова — микрополосковый резонатор; эффективная диэлектрическая проницаемость; микромеханическая перестройка; эквивалентная схема

UDC 621.372.22

Tunable Resonator as the Load of a Microstrip Line

A. O. Voloshyn^f, ORCID [0000-0001-9443-7331](https://orcid.org/0000-0001-9443-7331)

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

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

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

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

Electronic Engineering Department ee.kpi.ua

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

Abstract— A microstrip resonator is studied in which frequency tuning is carried out by micromechanical movements of the signal electrode above the substrate. The investigated resonator can be used as a component of a tunable antenna element, turned on as the load of the line. It is shown that the effective dielectric permittivity, which determines the resonant frequency, significantly decreases as a result of the movement of the signal electrode at a distance of several percents from the thickness of the substrate. Absolute values of the displacement usually stand tens or hundreds of micrometers depending on substrate thickness. Such displacements are available for modern piezoelectric or electrostrictive actuators. It opens an opportunity to implement the electrical type of tuning. For resonator performed on the substrate with dielectric permittivity about 10, resonant frequency tuning achieves more than 30 percent while the displacement of the signal electrode above the substrate does not exceed 10 percent. It is established that the variation range and sensitivity of the resonant frequency tuning can be increased by increasing the dielectric permittivity and decreasing the height of the microstrip line's substrate. Although the ratio between the width and the length of the resonator affects the tuning characteristics, the choice of these parameters is conditioned by the requirement for the formation of the required radiation pattern of the antenna element, the component of which is the viewed resonator. An equivalent circuit of a microstrip resonator as an element of a tunable antenna is proposed. The equivalent circuit model gives results that are satisfactorily consistent with those obtained based on a rigorous electromagnetic field model and a three-dimensional finite element method. At the same time, the schematic model simplifies the analysis of the influence of the geometric and electrophysical parameters of the resonant element on its characteristics and allows simplifying the design process of the antenna element and optimize its characteristics. The need to find the optimal parameters at the stage of designing the antenna element, in particular, arises during the matching of the feeder's and the radiator's characteristics and to provide the necessary range of the center frequency tuning.

Keywords — microstrip resonator; effective dielectric permittivity; micromechanical tuning; equivalent circuit

