

**ПРЕЛАШТУВАННЯ МІКРОСМУЖКОВИХ РЕЗОНАТОРІВ НВЧ  
БЕЗ ПОГІРШЕННЯ ДОБРОТНОСТІ**

*Сергієнко П. Ю.<sup>1</sup>; Прокопенко Ю. В.<sup>2</sup>, к.т.н., доцент;*

*Поплавко Ю. М.<sup>1</sup>, д. ф.-м. н., професор*

*<sup>1</sup> Національний технічний університет України «КПІ», Київ, Україна*

*<sup>2</sup> ТОВ «ТЕСКОМ», Ільсан, Республіка Корея*

**MICROWAVE MICROSTRIP RESONATORS TUNING WITHOUT QUALITY  
FACTOR DETERIORATION**

*Serhiienko P.Y., NTUU “KPI”, Kyiv, Ukraine*

*Prokopenko Y.V., TESCOM Co. Ltd., Ilsan, Republic of Korea*

*Poplavko Y.M., NTUU “KPI”, Kyiv, Ukraine*

**Вступ**

Мікросмужкові лінії належать до найбільш вживаних компонентів НВЧ. Багато пасивних компонентів, таких як фільтри і фазообертачі, мають у своїй конструкції мікросмужкові резонатори і відрізки ліній передач для зв'язку компонентів між собою. Сучасні телекомунікаційні технології використовують різні частотні діапазони. Тому мікросмужкові резонатори з перелаштовуваними частотними характеристиками є перспективним рішенням для зменшення вартості і масо-габаритних параметрів телекомунікаційних пристроїв.

Для перелаштування резонансної частоти часто використовують зосереджені компоненти, такі як варактори [1] та р-і-п діоди [2]. Використання напівпровідникових компонентів призводить до підвищення втрат в резонансних елементах. Окрім цього, пристрої на р-і-п діодах забезпечують лише дискретне перелаштування резонансної частоти. Цих недоліків можна уникнути при використанні мікромеханічного методу перелаштування резонансної частоти, який забезпечує безперервне перелаштування в широкому діапазоні робочих частот та не вносить додаткових втрат, що не погіршує добротність резонаторів. Раніше вже розглядалися теоретичні аспекти перелаштування резонансної частоти мікросмужкових шлейфового і кільцевого резонаторів мікромеханічним методом [3,4]. Практичні напрацювання використання мікромеханічного методу з електричним керуванням на основі МЕМС викладені в роботі [5]. **Метою статті** є наведення результатів експериментального дослідження перелаштування резонансної частоти та власної добротності мікросмужкових шлейфового та кільцевого резонаторів.

Принцип перелаштування резонансної частоти

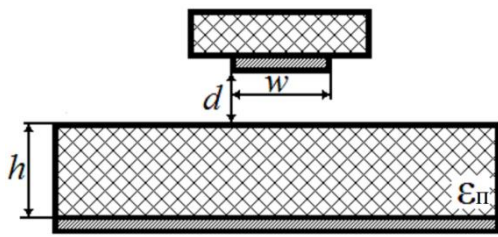


Рисунок 1. Однорідна мікросмужна лінія з мікромеханічним перелаштуванням резонансної частоти

Основна ідея мікромеханічного перелаштування резонансної частоти мікросмужкових шлейфового і кільцевого резонаторів полягає в зміні ефективної діелектричної проникності мікросмужкової лінії внесенням повітряного проміжку між сигнальним електродом та підкладкою (рис.1). Оскільки повітряний промі-

жок розташований перпендикулярно силовим лініям електричного поля, то виникає сильне збурення електромагнітного поля, що призводить до значної зміни ефективної діелектричної проникності [6] і призводить до перелаштування резонансної частоти резонаторів.

Аналітичний вираз ефективної діелектричної проникності в мікросмужкових лініях можна отримати для випадку електродів нескінченної ширини. Отримана залежність буде асимптоту, нижче якої будуть розташовуватися залежності ефективної діелектричної проникності для мікросмужкових ліній з електродами скінченної ширини.

Якщо електроди мають нескінченну ширину, то питому ємність простору між сигнальним і земляним електродами можна знайти як суму послідовно з'єднаних ємностей підкладки та повітряного проміжку:

$$C_{пт} = \frac{\epsilon_{\pi}(1 - j \operatorname{tg} \delta) \epsilon_0}{h + d \epsilon_{\pi}(1 - j \operatorname{tg} \delta)}, \tag{1}$$

де  $\epsilon_{\pi}$  — діелектрична проникність підкладки,  $h$  — висота підкладки,  $d$  — висота повітряного проміжку,  $\operatorname{tg} \delta$  — тангенс кута діелектричних втрат в підкладці,  $\epsilon_0$  — електрична стала.

В сучасних мікромужкових пристроях для зменшення діелектричних втрат використовуються підкладки з малими значеннями  $\operatorname{tg} \delta$ . Для малих значень тангенса кута діелектричних втрат ( $< 0.01$ ) у виразі (1) можна знехтувати доданками другого порядку малості. При цьому формула (1) спроститься:

$$C_{пт} = \frac{\epsilon_{\pi} \epsilon_0}{h + d \epsilon_{\pi}} - j \frac{\epsilon_{\pi} \epsilon_0 \operatorname{tg} \delta h}{(h + d \epsilon_{\pi})^2}. \tag{2}$$

Тоді вираз для ефективної діелектричної проникності у лінії без втрат для випадку нескінченно широких електродів матиме вигляд:

$$\epsilon' = \frac{\operatorname{Re}(C_{пт})(h + d)}{\epsilon_0} = \frac{\epsilon_{\pi}(h + d)}{h + d \epsilon_{\pi}}. \tag{3}$$

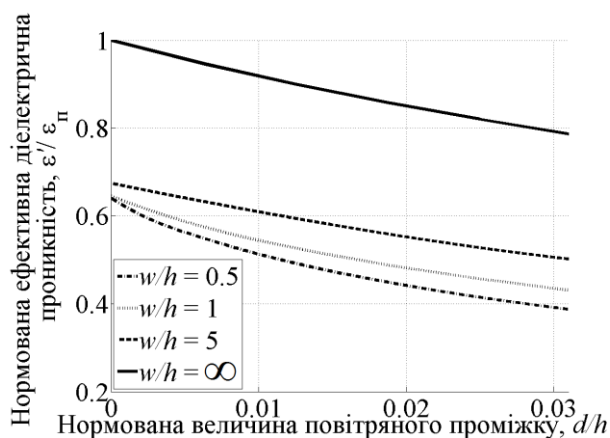


Рисунок 2. Нормовані залежності ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку.

Залежність ефективної діелектричної проникності (3) співпадає із залежностями для більш загального випадку, отриманими у [6], і є верхньою асимптотою для скінченних співвідношень ширини сигнального електроду до висоти підкладки. Скінченність ширини сигнального електроду призводить до появи крайових ефектів, внаслідок яких зменшується напруженість електричного поля поблизу країв електроду, що призводить до зменшення ефективної діелектричної

проникності. Тому у випадку нескінченно широкого сигнального електроду значення ефективної діелектричної проникності будуть максимальними. Нормовані залежності ефективної діелектричної проникності від величини нормованого повітряного проміжку для різних співвідношень ширини сигнального електроду до висоти підкладки представлені на рис. 2. Як видно, збільшення величини повітряного проміжку всього на декілька відсотків від висоти підкладки призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності на десятки відсотків. При використанні найчастіше вживаних мікросмужкових ліній з висотою підкладки в декілька міліметрів, для суттєвої зміни ефективної діелектричної проникності достатньо переміщень сигнального електроду на декілька десятків мікрометрів. Це дає змогу керувати ефективною діелектричною проникністю, використовуючи МЕМС та п'єзоелектричні актюатори. При тих самих керуючих діях межі керування розширюються у разі збільшення діелектричної проникності та співвідношення ширини сигнального електроду до висоти підкладки.

Значення ефективної діелектричної проникності впливає на довжину хвилі електромагнітних коливань у мікросмужковій лінії. Для керування резонансною частотою, сигнальний електрод розділено на дві частини, які зафіксовані на різних підкладках. Тоді повітряний проміжок між рухливою частиною резонатора та підкладкою нерухомої частини можна створити, шляхом переміщення однієї підкладки відносно іншої. Нижче буде показано, що подібний метод керування резонансною частотою дозволяє зменшити дисипативні втрати при перелаштуванні та уникнути зменшення власної добротності.

#### Експериментальні дані та вимірювальна установка

Для вимірювання частотних залежностей резонаторів від величини повітряного проміжку використовувався експериментальний стенд, показа-

ний на рис. 3. Нерухома частина резонатора 5 фіксувалася гвинтами до кріплення 3, а рухома частина до кріплення 2. Переміщення рухомої частини і вимір цього переміщення здійснювалося голівкою мікрометричного гвинта Mitutoyo Digimatic Micrometer Head, Series 350 – 1, яка закріплювалася на металічному каркасі. Коаксіальними кабелями 4 нерухома частина резонатора підключалася до векторного аналізатора Agilent 8510c Vector Network Analyzer.

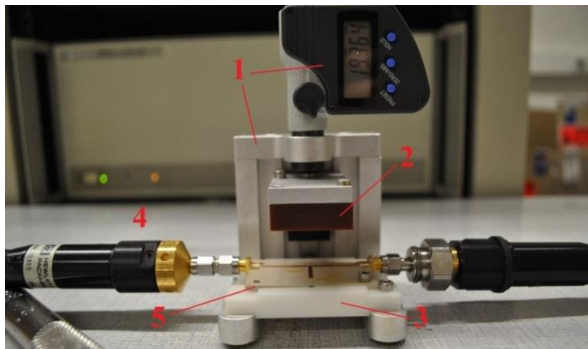


Рисунок 3. Експериментальний стенд для вимірювання частотних залежностей

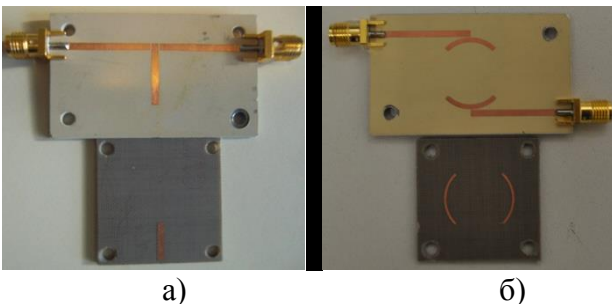


Рисунок 4. Фотографії експериментальних зразків шлейфового (а) та кільцевого (б) резонаторів

2,17). Переміщення діелектрика з нанесеною на нього рухливою частиною резонатора, контролювалось мікрометричним гвинтом, який здатен реєструвати механічні переміщення з точністю до 1мкм.

Оскільки досліджувані резонансні елементи формували смугово-пропускаючі фільтри, то експериментальні значення резонансної частоти були отримані знаходженням максимуму на частотній залежності модуля коефіцієнта передачі  $|S_{21}|$ , яка вимірювалася векторним аналізатором.

Конструкції резонаторів, представлені вище, були також промодельовані методом скінченних елементів (МСЕ) і методом скінченних інтегралів (МСІ).

Конструкції досліджуваних резонаторів представлені на рис. 4. Вони складаються з двох частин, виконаних на підкладках з різних матеріалів. Нерухома частина резонатора, вхідна та вихідна лінії зв'язку резонатора та переходи на коаксіальну лінію передач розташовані на більшій за розмірами підкладці. Підкладка нерухомої частини шлейфового резонатора виконана з матеріалу Rogers RT/duroid 6010.2LM з діелектричною проникністю  $\epsilon = 10,2$ , вистою 1,91 мм та тангенсом кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta = 0,0023$ .

Для нерухомої частини кільцевого резонатора була використана підкладка з матеріалу Rogers TMM 10i з діелектричною проникністю  $\epsilon = 9,8$ , вистою 1,6 мм та тангенсом кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta = 0,002$ . Рухливі частини резонаторів нанесені на менші за розмірами підкладки. Вони виконані з діелектриків з низьким значенням діелектричної проникності (Arlon Cu 217LX  $\epsilon =$

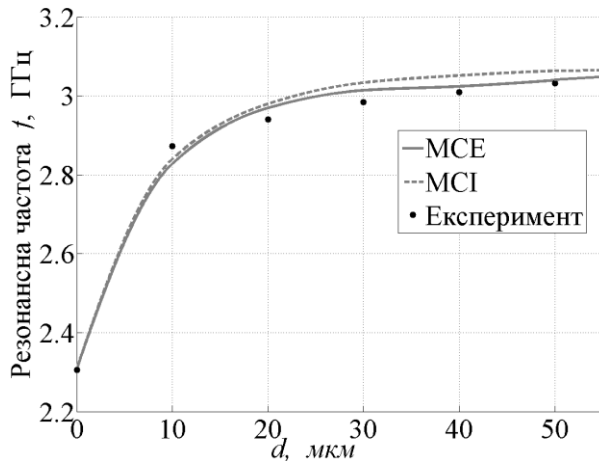


Рисунок 5. Залежності резонансної частоти шлейфового резонатора від нормованих значень повітряного проміжку

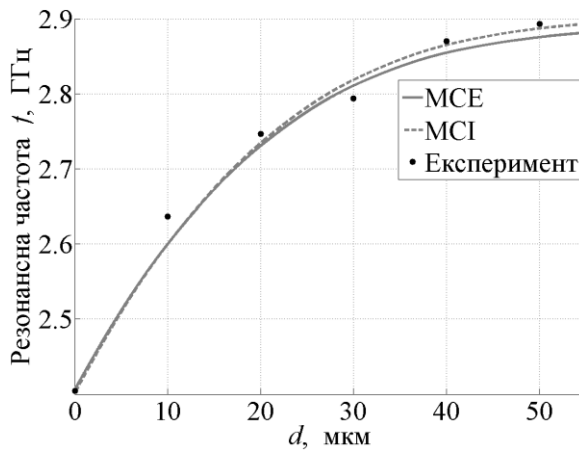


Рисунок 6. Залежності резонансної частоти кільцевого резонатора від нормованих значень повітряного проміжку

Експериментальні та теоретичні результати залежностей резонансної частоти шлейфового резонатора від величини повітряного проміжку  $d$  представлені на рис.5, а залежності для кільцевого резонатора на рис.6. Як видно, результати моделювання та експерименту добре узгоджені між собою. Оцінка похибки експерименту буде наведена нижче.

Найсуттєвіша зміна резонансної частоти відбувається при зміні повітряного проміжку від нуля до декількох десятків мікрометрів. Такі мікроскопічні зміщення сигнального електроду призводять до перелаштування резонансної частоти на декілька десятків відсотків. Збільшити діапазон частот перелаштування можливо при збільшенні діелектричної проникності підкладки та відношення ширини сигнального електрода резонатора до висоти підкладки.

### Похибка вимірювань

Верхня межа відносної похибки вимірювання резонансної частоти резонатора  $\delta f_{\text{експ}}$  може бути розрахована з урахуванням статистичної незалежності похибки прямого вимірювання частоти та похибок вимірювань геометричних розмірів і електрофізичних параметрів резонатора, визначаючих резонансну частоту:

$$\delta f_{\text{експ}} = \left[ \delta f_{\text{ген}}^2 + \delta f^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (4)$$

де  $\delta f_{\text{ген}}$  — відносна похибка встановлення частоти генератора,  $\delta f$  — відносна похибка непрямих вимірювань, яка може бути розрахована за формулою:

$$\delta f = \left[ (S_{\epsilon_{\text{п}}}^f \cdot \delta \epsilon_{\text{п}})^2 + (S_h^f \cdot \delta h)^2 + (S_w^f \cdot \delta w)^2 + (S_l^f \cdot \delta l)^2 + (S_d^f \cdot \delta d)^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (5)$$

де  $S_{\epsilon_n}^f, S_h^f, S_l^f, S_w^f, S_d^f$  — чутливості резонансної частоти до зміни діелектричної проникності підкладки, висоти підкладки, електричної довжини резонатора, ширини сигнального електрода, висоти повітряного проміжку відповідно. У загальному разі чутливість резонансної частоти до зміни довільного параметра  $a$  мікросмушкового резонатора визначається виразом:

$$S_a^f = \frac{a}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial a}, \quad (6)$$

де  $f$  — значення резонансної частоти;  $a$  — довільний параметр резонатора чи мікросмушкової лінії.

Чутливість резонансної частоти до зміни параметрів резонатора знаходились чисельним диференціюванням залежностей резонансних частот шлейфового резонатора до відповідного параметру. Вона є кількісною мірою впливу геометричних розмірів і електрофізичних параметрів матеріалу підкладки резонатора на значення його резонансної частоти. На рис. 7. представлені залежності чутливості резонансної частоти від величини повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладки.

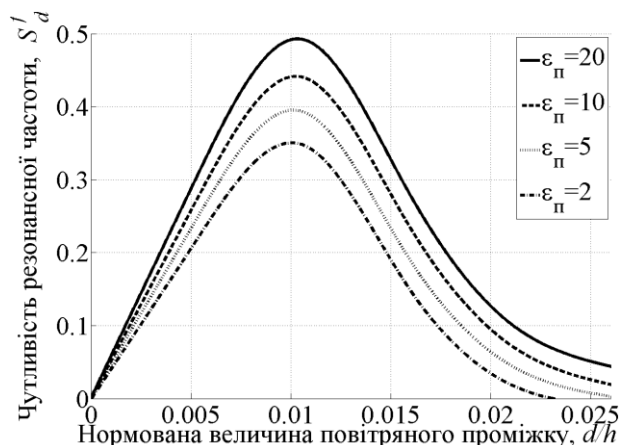


Рисунок 7. Чутливість резонансної частоти до зміни величини повітряного проміжку  $d$  для різних значень діелектричної проникності підкладки резонатора.

Похибка вимірювань для приведених вище конструкцій за формулою (4) визначається відносними похибками вимірювання всіх параметрів резонатора та чутливостями до їх зміни. Похибка встановлення частоти  $\delta f_{\text{ген}}$  регламентується виробником вимірювальної апаратури і для Agilent 8510c Vector Network Analyzer складає  $\delta f_{\text{ген}} = 0,1\%$ . Верхні межі відносних похибок виміру геометричних розмірів визначаються відношенням абсолютної похибки вимірювального приладу до значення геомет-

ричного розміру і не перевищують:  $\delta w < 0,6\%$ ,  $\delta h < 0,5\%$ ,  $\delta l < 0,05\%$ ,  $\delta d < 4\%$ . Сучасні методи визначення електрофізичних параметрів діелектриків в сантиметровому діапазоні дозволяють вимірювати діелектричну проникність підкладки мікросмушкового резонатора з відносною похибкою  $\delta \epsilon_n < 1\%$ . Чутливості резонансної частоти до відповідних параметрів для досліджуваних резонаторів не перевищують наступних значень:  $|S_{\epsilon_n}^f| < 0,5$ ,  $|S_h^f| < 0,18$ ,  $|S_l^f| < 0,7$ ,  $|S_w^f| < 0,12$ ,  $|S_d^f| < 0,5$ . Виходячи зі значень

верхніх меж відносних похибок і чутливостей резонансної частоти до відповідних параметрів, можна зробити висновок, що найбільший внесок у похибку вимірювання резонансної частоти за формулою (5) вносять доданки, які описують похибки вимірювання висоти повітряного проміжку та діелектричної проникності підкладки.

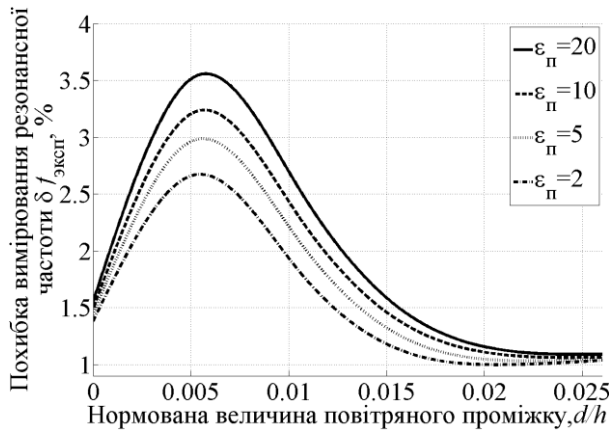


Рисунок 8. Похибка вимірювання резонансної частоти від величини повітряного проміжку  $d$  для різних значень діелектричної проникності підкладки резонатора.

Знайдені залежності чутливості від параметрів резонатора показують міру їх впливу на резонансну частоту і використовуються не тільки для оцінки похибки вимірювань, але і для мінімізації впливу зміни параметрів резонатора під дією зовнішніх чинників та оптимізації конструкцій резонансних елементів.

### **Власна добротність мікросмушкових резонаторів**

Власна добротність є однією з найважливіших характеристик резонатора, яка впливає не тільки на рівень втрат у смузі пропускання смугово-пропускаючих фільтрів, але й на форму АЧХ. Перелаштування без погіршення добротності є однією з найважливіших проблем у створенні сучасних перелаштовуваних резонаторів НВЧ.

Якщо коефіцієнт загасання набагато менший постійної поширення, то сума дисипативних втрат у електродах резонатора та підкладці буде виражатися уявною частиною ефективної діелектричної проникності. Значення власної добротності найбільше залежить від дисипативних втрат у електродах та підкладці резонатора. Якщо чинники, які викликають втрати у металічних частинах резонатора та у підкладці, не вносять значних змін в структуру електромагнітного поля, то ці втрати є адитивними і можуть розглядатися окремо. При цьому комплексна ефективна діелектрична проникність матиме вигляд:

$$\dot{\epsilon} = \epsilon' - j(\epsilon''_{\text{д}} + \epsilon''_{\text{м}}), \quad (8)$$

На рис. 8 представлені залежності похибки експериментального визначення резонансної частоти  $\delta f_{\text{експ}}$ , розраховані за формулою (5), для досліджуваного зразка, а також для топологічно ідентичних зразків, але з іншою діелектричною проникністю підкладки. Найбільший внесок у значення цієї похибки дає чутливість резонансної частоти від величини повітряного проміжку  $S_d^f$ , котра також відображає ефективність перелаштування резонансної частоти.

де  $\varepsilon''_д, \varepsilon''_м$  — втрати у діелектрику підкладки та у металічних частинах резонатора відповідно.

Втрати  $\varepsilon''_д$  та  $\varepsilon''_м$  можуть бути розраховані з телеграфних рівнянь і матимуть вигляд:

$$\varepsilon''_м = \frac{\overline{RC}}{\omega} c^2 \quad (9)$$

$$\varepsilon''_д = \frac{\overline{GL}c^2}{\omega} \quad (10)$$

де  $\overline{R}, \overline{L}, \overline{G}, \overline{C}$  — відповідно погонні опір, індуктивність, провідність і ємність мікросмушкової лінії,  $\omega$  — кутова частота,  $c$  — швидкість світла у вакуумі.

Для випадку нескінченно широких електродів, вираз для втрат у металічних частинах резонатора можна знайти з формули (9) з урахуванням дійсної частини питомої ємності, яка визначається виразом (2), та виразу для товщини скін-шару:

$$\varepsilon''_м = \frac{\varepsilon_п \varepsilon_0 c^2}{h + d\varepsilon_п} \sqrt{\frac{\mu_0}{2\sigma\omega}}, \quad (11)$$

де  $\mu_0$  — магнітна стала,  $\sigma$  — питома електропровідність металу.

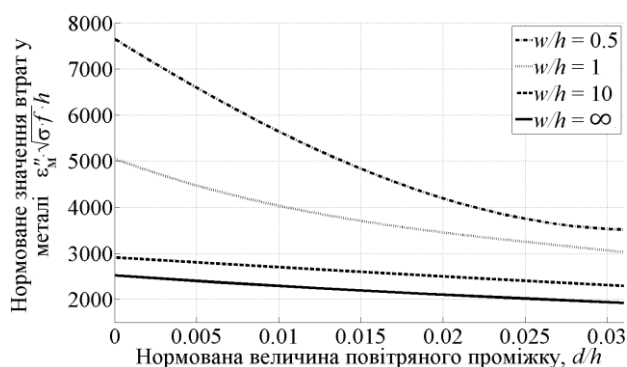


Рисунок 9. Похибка вимірювання резонансної частоти від величини повітряного проміжку  $d$  для різних значень діелектричної проникності підкладки резонатора.

З формули (11) випливає, що втрати у металічних частинах резонатора зручно подати у вигляді  $\varepsilon''_м \cdot h \cdot \sqrt{\sigma \cdot f}$ , оскільки така нормована характеристика не залежить від питомої електропровідності матеріалу електрода, робочої частоти та висоти підкладки. Залежність нормованих металічних втрат, отримана за формулою (11), буде нижньою асимптотою для залежностей скінчених співвідношень ширини сигнального елект-

рода до висоти підкладки, оскільки нормовані втрати збільшуються при зменшенні співвідношення ширини сигнального електрода до висоти підкладки [8]. На рис. 9 приведені нормовані залежності втрат у металічних частинах резонатора від нормованої висоти повітряного проміжку, отримані апроксимацією результатів розрахунків метода кінцевих елементів [7], і нижня асимптота, отримана з (11). Як видно, при збільшенні співвідношення висоти повітряного проміжку до висоти підкладки нормовані втрати зменшуються.



Діелектричні втрати можна розглядати в термінах ефективного тангенсу кута діелектричних втрат. Враховуючи, що  $\varepsilon' = \overline{LC}c^2$ , ефективний тангенс кута діелектричних втрат, з урахуванням (9) матиме вигляд:

$$\operatorname{tg}\delta_{\text{ef}} = \frac{\overline{G}}{\omega\overline{C}}, \quad (12)$$

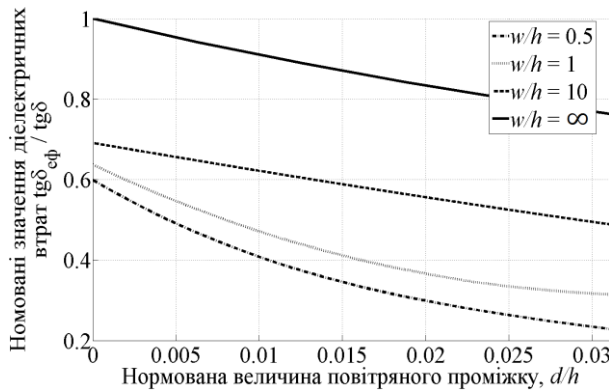


Рисунок 10. Похибка вимірювання резонансної частоти від величини повітряного проміжку  $d$  для різних значень діелектричної проникності підкладки резонатора.

Погонну провідність та ємність можна розрахувати із комплексної величини питомої ємності):  $\overline{G} = \operatorname{Re}(j\omega C_{\text{пт}} w)$ ,  $\overline{C} = \operatorname{Re}(C_{\text{пт}} w)$ . Для випадку нескінченно широких електродів питому ємність можна розрахувати з виразу (2). Підставивши ці значення у формулу (12), отримаємо вираз для ефективного тангенса кута діелектричних втрат у випадку нескінченно широких електродів:

$$\operatorname{tg}\delta_{\text{ef}} = \frac{ht\operatorname{tg}\delta}{h + d\varepsilon_{\text{п}}}. \quad (13)$$

Для електродів скінчених розмірів при зменшенні співвідношення ширини сигнального електрода до висоти підкладки діелектричні втрати у підкладці зменшуються. Це пов'язано з крайовими ефектами в мікромужкових лініях, які за рахунок зміни структури електричного поля, зменшують його напруженість на краях електроду, тим самим зменшуючи дисипативні втрати. Тому вираз (13) є верхньою асимптотою для залежностей ефективного тангенса кута діелектричних втрат із скінченим співвідношенням ширини сигнального електрода до висоти підкладки. Залежності нормованого ефективного тангенса кута діелектричних втрат для скінчених співвідношень ширини сигнального електрода до висоти підкладки отримані апроксимацією результатів розрахунків методом кінцевих елементів [7], а для випадку нескінченних електродів з формули (13). Ці залежності подані на рис. 10.

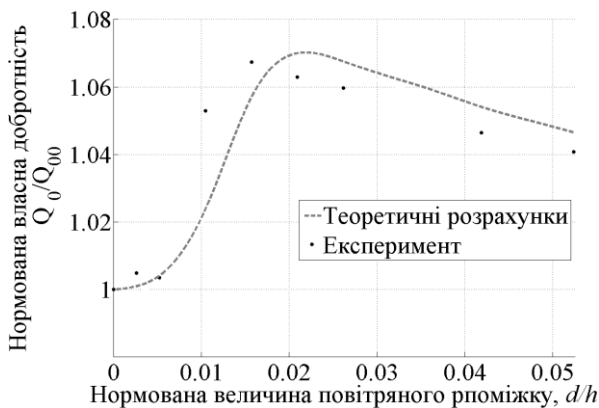


Рисунок 11. Власна добротність шлейфового резонатора від нормованих значень повітряного проміжку

Теоретичні розрахунки власної добротності проводилися на основі схемної моделі, приведеної в [7], в основу якої покладені розрахунки матриць передачі однорідних відрізків мікросмужкових ліній. У вираз для сталої поширення підставлялися значення комплексної ефективної діелектричної проникності, уявна частина якої враховувала втрати у діелектрику та металічних частинах резонатора. Власна добротність визначалася як параметр апроксимації залежностей коефіцієнта передачі як

залежності від коефіцієнта зв'язку резонатора з лінією та власної добротності:

$$S_{21} = \frac{K}{1 + K}, \quad (14)$$

де  $K = \frac{K_0}{1 + j\zeta}$ ,  $\zeta = Q_0 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$ ,  $f_0$  — резонансна частота,  $f$  — робоча частота,  $Q_0$  — власна добротність,  $K_0$  — коефіцієнт зв'язку на резонансній частоті. Теоретичні та експериментальні залежності власної добротності, нормованої на значення власної добротності при нульовому повітряному проміжку  $Q_{00}$ , від нормованої висоти повітряного проміжку між електродом та підкладкою показані на рис. 11.

З рис. 9 та рис. 10 видно, що при збільшенні величини повітряного проміжку між підкладкою та сигнальним електродом, зменшується значення дисипативних втрат як у діелектрику підкладки, так і у електродах мікросмужкової лінії. За рахунок зменшення дисипативних втрат залежність власної добротності резонаторів від величини повітряного проміжку має зростаючий характер. Проте, при збільшенні повітряного проміжку зменшується напруженість електричного поля під рухливим електродом, а разом з цим і величина накопичуваної під ним енергії. Тому залежність власної добротності має максимум, а далі спадає за рахунок зменшення енергії накопичуваної під рухливим електродом.

Як видно з рис. 11, власна добротність шлейфового резонатора при перелаштуванні зростає на шість відсотків, на відміну від методів перелаштування на зосереджених компонентах, де власна добротність інколи зменшується у рази. Це відбувається за рахунок втрат у самих зосереджених компонентах, при збільшенні напруги необхідної для перелаштування ре-

зонансної частоти. В свою чергу механічне підняття частини електрода не вносить додаткових втрат, а навпаки їх зменшує.

### **Висновки**

Таким чином, розглянутий мікромеханічний метод дозволяє перелаштувати резонансі частоти мікросмужкових шлейфового і кільцевого резонаторів на десятки відсотків при переміщеннях сигнального електрода на десятки мікрометрів, не погіршуючи власної добротності резонатора. На відміну від методів перелаштування резонансної частоти за допомогою зосереджених компонентів, мікромеханічний метод перелаштування не вносить додаткових втрат. При використанні повітря в якості керованої неоднорідності, між сигнальним електродом і підкладкою можливо не тільки зменшити дисипативні втрати у підкладці діелектрика та електродах, але й на декілька відсотків збільшити власну добротність резонаторів при перелаштуванні. Отримані асимптотичні дані для випадку нескінченно широких електродів, дозволяють оцінити значення ефективних параметрів без впливу крайових ефектів, коли нормовані діелектричні втрати будуть найбільшими, а нормовані втрати в металічних частинах резонаторів найменшими. При відриві сигнального електрода від поверхні діелектричної підкладки відбувається перерозподіл енергії електромагнітного поля. При цьому зростає частка енергії, накопиченої в повітряному проміжку, що призводить до зниження дисипативних втрат у діелектрику. Збільшення власної добротності резонатора при перелаштуванні частоти підтверджено теоретичними розрахунками та експериментальними даними.

Використовуючи чутливості резонансної частоти до того чи іншого параметра резонатора, можна якісно і кількісно оцінити вплив кожного параметра резонатора на перелаштування резонансної частоти. З представленої залежності чутливості резонансної частоти до зміни повітряного проміжку видно, що найбільш ефективне перелаштування резонансної частоти досягається при повітряних проміжках, які відповідають десяткам відсотків від висоти підкладки резонатора. Такі мікроскопічні переміщення дозволяють реалізувати запропонований метод на МЕМС та п'єзоелектричних актюатора.

### **Перелік посилань**

1. Boutejdar A. A new design of a tunable WLAN-band pass filter using a combination of varactor device, RF-choke and Hairpin-Defected Ground Structure / A. Boutejdar, A. Omar, M. Senst, E.P. Burte, A. Batmanov, R. Mikuta // 41<sup>st</sup> European Microwave Conference (EUMC). — 2011. — pp. 1067—1070.
2. Lan Yao Tunable Microstrip Ring Bandpass Filter / Yao Lan, Hong Wei, Wu Ke // China-Japan Joint Microwave Conference Proceedings (CJMW). — 2011. — pp. 1—3.
3. Сергиенко П. Ю. Кольцевой микрополосковый резонатор с микромеханической перестройкой частоты / П.Ю. Сергиенко, Ю.В. прокопенко // *Електроніка і зв'язь*. — 2012. — № 4. — С. 23 — 27.

4. Sergienko P. Y. Novel Concept for Microstrip Stub Resonant Frequency Control / P.Y. Sergienko, Y. V. Prokopenko, G. Vandenbosch // ELNANO'2013. — 2013. — pp. 94—98.
5. Pillans B. W. A Family of MEMS Tunable Filters for Advanced RF Applications / B. W. Pillans, A. Malczewski, F.J. Morris, R.A. Newstrom // IEEE MTT-S International Microwave Digest Symposium. — 2011.
6. Прокопенко Ю. В. Пределы управляемости диэлектрической неоднородности, расположенной между металлическими плоскостями / Ю. В. Прокопенко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2012. — № 6. — С. 16 — 20.
7. Sergienko P. Y. Tunable band-stop and band-pass filters based on microstrip stub resonators / P. Y. Sergienko, Y. V. Prokopenko, Y. M. Poplavko, G. Vandenbosch // 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo) 2013. — 2013. — pp. 649—651.
8. Gupta K. C., Garg Ramesh, Bahl inder, Bhartia Prakash. Microstrip lines and slotlines, Boston/London.: Artech House, 1996. — 535p.

#### References

1. Boutejdar A. A new design of a tunable WLAN-band pass filter using a combination of varactor device, RF-choke and Hairpin-Defected Ground Structure / A. Boutejdar, A. Omar, M. Senst, E.P. Burte, A. Batmanov, R. Mikuta // 41<sup>st</sup> European Microwave Conference (EUMC). — 2011. — pp. 1067—1070.
2. Lan Yao Tunable Microstrip Ring Bandpass Filter / Yao Lan, Hong Wei, Wu Ke // China-Japan Joint Microwave Conference Proceedings (CJMW). — 2011. — pp. 1—3.
3. Sergienko P.Y. Kol'cevoj mikropoloskovyj rezonator s mikromehaničeskoj perestrojkoj chastoty / P.Y. Sergienko, Y.V. prokopenko // Elektronika i svjaz'. — 2012. — № 4. — S. 23—27.
4. Sergienko P.Y. Novel Concept for Microstrip Stub Resonant Frequency Control / P.Y. Sergienko, Y.V. Prokopenko, G. Vandenbosch // ELNANO'2013. — 2013. — pp. 94—98.
5. Pillans B.W. A Family of MEMS Tunable Filters for Advanced RF Applications / B.W. Pillans, A. Malczewski, F.J. Morris, R.A. Newstrom // IEEE MTT-S International Microwave Digest Symposium. — 2011.
6. Prokopenko Yu.V. Predely upravljaemosti dijelektričeskoj neodnorodnosti, raspolozhennoj mezhdru metallicheskimimi ploskostjami / Yu.V. Prokopenko // Tehnologija i konstruirovanie v elektronnoj apparature. — 2012. — № 6. — S. 16—20. — Bibliogr.: 4 nazv. — rus.
7. Sergienko P.Y. Tunable band-stop and band-pass filters based on microstrip stub resonators / P.Y. Sergienko, Y.V. Prokopenko, Y.M. Poplavko, G. Vandenbosch // 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo) 2013. — 2013. — pp. 649—651.
8. Gupta K.C., Garg Ramesh, Bahl inder, Bhartia Prakash. Microstrip lines and slotlines, Boston/London.: Artech House, 1996. — 535p.

*Сергієнко П. Ю. Прокопенко Ю. В., Поплавко Ю. М. Перелаштування мікросмузкових резонаторів НВЧ без погіршення добротності*

Розглянуто шлейфовий і кільцевий мікросмузкові резонатори з мікромеханічним перелаштуванням. Показані основні відмінності мікромеханічного методу перелаштування резонансної частоти від інших існуючих методів, а також їх недоліки і переваги. Приведені розрахункові та експериментальні залежності резонансної частоти резонато-

рів від величини повітряного проміжку між сигнальним електродом та підкладкою, а також експериментальні та теоретичні залежності для власної добротності шлейфового резонатора. Розглянуті залежності діелектричних втрат та втрат у металічних частинах мікромужкового резонатора від величини нормованого повітряного проміжку. Розглянута оцінка похибки вимірювань для приведених експериментальних даних.

**Ключові слова:** мікромеханічне перелаштування резонансної частоти, мікросмужні резонатори, шлейфовий резонатор, кільцевий резонатор.

*Сергиенко П. Ю., Прокопенко Ю. В., Поплавко Ю. М. Перестройка микрополосковых резонаторов СВЧ без ухудшения добротности*

Представлены шлейфовый и кольцевой резонаторы с микромеханическим управлением. Показаны основные отличия микромеханического метода перестройки резонансной частоты от других существующих методов, а так же их недостатки и преимущества. Приведены расчетные и экспериментальные зависимости резонансной частоты резонаторов от величины воздушного зазора между сигнальным электродом и подложкой, а также экспериментальные зависимости для собственной добротности шлейфового резонатора. Рассмотрены зависимости диэлектрических потерь и потерь в металлических частях микрополоскового резонатора от величины нормированного воздушного зазора. Представлена оценка погрешности измерений для приведенных экспериментальных данных.

**Ключевые слова:** микромеханическая перестройка резонансной частоты, микрополосковые резонаторы, шлейфовый резонатор, кольцевой резонатор.

*Serhiienko P. Y., Prokopenko Y. V., Poplavko Y. M. Microwave microstrip resonators tuning without quality factor deterioration*

Stub and ring resonators with resonance frequency micromechanical tuning are presented. Benefits and main differences of micromechanical resonance frequency tuning method from other methods are shown. Normalized dependences of effective permittivity on normalized air gap values for various microstrip line electrode width to substrate height ratios are obtained. Effective permittivity analytical formulas for the case of infinitely wide electrodes are derived. Calculated and experimental dependences of resonance frequency on air gap value and stub experimental unloaded quality factor dependences are given. Air gap influence on resonance frequency value depending on substrate permittivity is shown in terms of the resonance frequency sensitivity. Error estimation for measured experimental data is presented.

Adding tunable heterogeneity between the microstrip resonator signal electrode and the substrate provides not only the resonance frequency tuning but preserves unloaded quality factor. The preservation of the unloaded quality factor during the resonance frequency tuning achieved due to the metal and dielectric loss reduction. Air gap doesn't have dissipative losses and has permittivity of one, which makes it the best solution for unloaded quality factor preservation. Another important conclusion is that insertion of the air heterogeneity reduces values of dielectric and metal losses arising when substrates with high permittivity are used. For dielectric loss reduction, it is important to maintain low ratio of microstrip line width to substrate height. In contrast to dielectric losses for metal loss reduction the ratio of microstrip line width to substrate height should be high. However, that ratio is limited by impedance permissible range.

**Keywords:** resonance frequency micromechanical tuning, microstrip resonators, stub resonator, ring resonator.