

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ЧЕРНОВ АРТЕМ СЕРГІЙОВИЧ



УДК 537.86+621.372.2+621.396

**ПЕРЕЛАНШТОВУВАНІ РЕЗОНАНСНІ ЕЛЕМЕНТИ НА ОСНОВІ
КОПЛАНАРНИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ**

Спеціальність 05.27.01 – твердотільна електроніка

АВТОРЕФЕРАТ

дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ – 2021

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерства освіти і науки України на кафедрі електронної інженерії.

Науковий керівник: доктор технічних наук, професор
Прокопенко Юрій Васильович,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
професор кафедри електронної інженерії

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор,
Чумаков Володимир Іванович,
Харківський національний університет радіоелектроніки,
професор кафедри проектування та експлуатації
електронних апаратів

кандидат технічних наук, старший науковий співробітник,
Глушеченко Едуард Миколайович,
ПАТ НВП «Сатурн», начальник відділу

Захист відбудеться 23 лютого 2021 р. о 14 годині 30 хвилин на засіданні спеціалізованої вченої ради Д26.002.08 Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37, корп. 12, ауд. 412.

З дисертацією можна ознайомитися у науково-технічній бібліотеці ім. Г.І. Денисенка Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, м. Київ, проспект Перемоги, 37.

Автореферат розісланий 21 січня 2021 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради,
к.т.н, доцент



В.Г. Артюхов

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Технології бездротового зв'язку охоплюють все більше галузей сучасного життя. Велика кількість пристроїв, що з'являються, потребують можливості обміну даними, як між собою, так і з хмарними сервісами. Все це призводить до вдосконалення існуючих та появи нових стандартів бездротового зв'язку, які працюють у різних частотних діапазонах та мають декілька частотних смуг. Сучасні телекомунікаційні та радіотехнічні пристрої повинні мати змогу швидкого перелаштування частоти для можливості роботи у різних частотних діапазонах та для забезпечення електромагнітної сумісності з іншими системами. Так, наприклад, одним із найрозповсюдженіших стандартів зв'язку, який підтримує велика кількість портативних та побутових пристроїв електроніки, є Wi-Fi, що, в свою чергу, працює в декількох частотних діапазонах, а його найпоширенішими стандартами сьогодні є IEEE 802.11n та IEEE 802.11ac для частот 2401–2484 МГц та 5030–5990 МГц відповідно. Технології інтернету речей (*IoT*), які стрімко розвиваються останнім часом, також використовують різні частотні діапазони. Так, наприклад, технологія Wi-SUN, яку планують застосовувати в реалізації концепції розумних будинків та міст, використовує щонайменше три діапазони частот: 870–876 МГц, 915–921 МГц, 2400–2483 МГц. Використання перелаштовуваних пристроїв надає можливість зміни активного частотного діапазону (стандарту зв'язку), в залежності від потреб, що дозволяє спростити процес проектування приладів шляхом зменшення кількості необхідних компонентів та зменшити масогабаритні показники приймально-передавальних пристроїв. Тому створення перелаштовуваних пристроїв, які здатні змінювати свої частотні характеристики відповідно до заданих вимог, є перспективним та актуальним напрямом досліджень.

НВЧ резонатори на основі смужкових ліній, завдяки своїй простоті і дешевизні виготовлення, знайшли широке застосування серед приймально-передавальної апаратури та селективних пристроїв, таких як антени, фільтри, фазообертачі, а малі масогабаритні параметри роблять їх привабливими для використання у сучасних портативних пристроях електроніки. Крім того, мікросмужкові та копланарні лінії передачі, завдяки їх технологічності та сумісності з планарними компонентами та інтегральними схемами, часто використовують як лінії зв'язку між компонентами НВЧ пристроїв. Можливість зробити такі лінії зі змінними параметрами дозволяє створювати нові класи перелаштовуваних пристроїв. Особливості конструкції копланарної лінії передачі, а саме розміщення сигнального та заземлюючого електрода на одній стороні підкладинки, роблять її привабливим вибором для використання у структурах поверхневих управляючих компонентів (SMD), оскільки, відсутня необхідність створення додаткових отворів в об'ємі підкладинки для забезпечення з'єднання електродів.

Існує багато шляхів контролю частотних характеристик НВЧ пристроїв. Найпопулярнішим є електричний спосіб, який полягає у використанні твердотільних компонентів, таких як $p-i-n$ діоди та варактори, режим роботи яких контролюється зовнішньою напругою. Проте, разом з простотою реалізації, даний спосіб відзначається зростанням рівня втрат електромагнітної енергії, що вносяться під час перелаштування.

Магнітний та оптичний методи дозволяють зменшити рівень внесених втрат, але вимагають наявності зовнішнього джерела магнітного поля або світла, що часто призводить до ускладнення конструкції пристроїв та потребують значних енергетичних затрат. Механічний метод перелаштування, наприклад за рахунок зміни геометричних розмірів резонансних елементів, відзначається низьким рівнем втрат, високою добротністю та широким діапазоном перелаштування, але не може використовуватись для оперативного перелаштування під час роботи пристрою.

Мікромеханічний спосіб перелаштування є поєднанням механічного та електричного способів та зберігає переваги обох з них. Необхідні переміщення складають всього десятки мікрометрів, що дозволяє використовувати сучасні електромеханічні рушії як керуючі елементи. Такий спосіб вже застосовувався для створення перелаштовуваних резонансних елементів на основі мікросмужкових ліній, однак, особливості мікромеханічного перелаштування копланарних ліній (КЛ) та щілинних ліній (ЩЛ) і резонаторів на їх основі не було досліджено. Тому дослідження процесів та явищ під час мікромеханічного перелаштування і розроблення нових конструкцій мікромеханічно перелаштовуваних резонаторів на основі КЛ та ЩЛ залишається актуальною задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Виконані у роботі дослідження проводилися на кафедрі електронної інженерії факультету електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» відповідно до програми наукових досліджень кафедри, включаючи НДР "Мікромеханічно перелаштовувані резонансні елементи НВЧ на основі копланарних та щільових ліній", обліковий номер 0219U101911, НДР "Мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи НВЧ", обліковий номер 0219U101644, НДР "Адаптивно керовані аерокосмічні конструкції та технології на основі інтелектуальних і структурованих метаматеріалів", реєстраційний номер 0120U102373 та НДР "Розроблення мобільної радіолокаційної станції міліметрового та інфразвукового діапазонів для ідентифікації та визначення координат малогабаритних літальних апаратів", реєстраційний номер 0119U103493.

Частина результатів, представлених в роботі, були отримані в ході спільної роботи в Католицькому Університеті Лувена, м. Лувен, Бельгія, за підтримки європейського фонду Erasmus Mundus за програмою ERASMUS+ згідно з угодою про співпрацю між НТУУ "КПІ" і Католицьким Університетом Лувена. А. С. Черновим були створені і досліджені експериментальні зразки та побудовані моделі перелаштовуваної фільтри з можливістю мікромеханічного керування резонансною частотою.

Результати, представлені у роботі, були отримані під час співпраці з науково-дослідницьким центром компанії "Теском", м. Ільсан, Республіка Корея, згідно з угодою про співпрацю між Національним технічним університетом України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського та компанією "Теском".

Мета і завдання дослідження. *Метою дисертаційної роботи є розроблення мікромеханічного методу перелаштування резонаторів на основі копланарних та щілинних ліній і встановлення закономірностей впливу геометричних та електрофізичних параметрів резонаторів на їх частотні характеристики та втрати електромагнітної енергії.*

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні **задачі**:

1. Розробка мікромеханічних методів перелаштування еквівалентних параметрів копланарних і щілинних ліній, таких як ефективна діелектрична проникність, характеристичний опір та втрати, та частотних характеристик резонаторів на їх основі.

2. Розробка експериментальних і теоретичних методів визначення еквівалентних параметрів перелаштовуваних копланарних та щілинних ліній.

3. Аналіз впливу електрофізичних та геометричних параметрів на перелаштування еквівалентних параметрів копланарних та щілинних ліній і визначення факторів, що дозволяють зменшити необхідні переміщення та розширити діапазон перелаштування.

4. Розробка та дослідження перелаштовуваних резонансних елементів на основі копланарних та щілинних ліній.

5. Побудова аналітичних моделей перелаштовуваних резонансних елементів на основі копланарних та щілинних ліній для дослідження впливу параметрів резонансних елементів на їх характеристики.

Об'єктом дослідження є мікромеханічно перелаштовувані резонансні елементи на основі копланарних та щілинних ліній.

Предметом дослідження є характеристики перелаштовуваних резонансних елементів на основі копланарних та щілинних ліній.

Методика наукових досліджень включає методи аналізу і синтезу НВЧ кіл та пристроїв, чисельні методи електродинаміки, експериментальні методи вимірювання частотних характеристик НВЧ пристроїв, методи обробки експериментальних даних.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Запропоновано метод перелаштування ефективної діелектричної проникності копланарних та щілинних ліній, що базується на перерозподілі електромагнітного поля ліній внаслідок мікропереміщень діелектричної або металевієї пластини чи електрода, який забезпечує зміну ефективної діелектричної проникності на десятки відсотків та відрізняється від відомих відсутністю додаткових втрат електромагнітної енергії.

2. На основі зведення електродинамічної проблеми до задачі на власні числа та власні вектори і розв'язанні її двовимірним методом скінченних елементів розроблено метод розрахунку еквівалентної діелектричної проникності та характеристичного опору TE -типів коливань щілинної лінії, поперечний переріз яких включає наявність діелектричних та металевих пластин над електродами.

3. Запропоновано мікромеханічний метод перелаштування резонансних частот щілинних та копланарних резонаторів зі зміною частоти до 80% за рахунок переміщення контролюючих елементів в межах 100 мкм.

Практичне значення отриманих результатів:

1. На основі запропонованих методів створено програмне забезпечення для розрахунку ефективної діелектричної проникності, характеристичного опору та втрат у КЛ та ЩЛ в залежності від конструктивних параметрів перелаштовуваних ліній, що дозволяє спростити проектування пристроїв на їх основі.

2. Розроблено схемні моделі щілинних та шлейфових резонаторів на основі щілинних та копланарних ліній передачі, які дозволяють спростити аналіз та проектування перелаштовуваних пристроїв на їх основі.

3. Отримані залежності впливу електрофізичних та геометричних параметрів копланарних та щілинних ліній на перелаштування їх ефективних параметрів, що дозволяє проектувати мікромеханічно перелаштовувані резонансні елементи на їх основі з мінімальними переміщеннями рухом частин необхідними для досягнення заданого діапазону перелаштування резонансної частоти.

4. Запропоновано конструкцію перелаштовуваної антени з використанням щілинного резонатора, який виконує роль фільтруючого елемента, вбудованого у фідер антени.

5. Результати дослідження було впроваджено в вимірнювальні платформи для тестування систем бездротового зв'язку в компанії "Теском", Республіка Корея, як компоненти для перелаштовуваних частото-селективних приймально-передавальних схем.

Особистий внесок здобувача. У дисертаційній роботі узагальнені результати досліджень, які виконані здобувачем особисто та спільно з Ю. В. Прокопенко, В. А. Казміренко, І. П. Голубєвою, А. О. Волошином, П. Ю. Сергієнко. Основні теоретичні положення і результати дисертації розроблено і отримано автором самостійно. В роботах, опублікованих із співавторами, дисертант брав безпосередню участь на етапі постановки проблем і задач, розробці математичних моделей та алгоритмів розрахунку, а також інтерпретації отриманих результатів, їх аналізу та узагальнення. Зокрема, у роботі [1] проведено розрахунок частотних характеристик фільтрів на основі смужкових ліній тривимірним методом скінченних елементів; у роботах [2, 8] проведено розрахунок та аналіз впливу параметрів мікросмужкових фільтрів на їх характеристики, визначення критеріїв вибору геометричних параметрів фільтрів для уникнення спотворення характеристик під час перелаштування; у роботі [3], запропоновано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору перелаштовуваної КЛ, проведено розрахунки параметрів еквівалентної лінії з розподіленими параметрами для різних геометричних та електрофізичних параметрів, участь у експериментальних дослідженнях; у роботах [4, 5] проведено розрахунок частот резонаторів тривимірним методом скінченних елементів для різних геометричних та електрофізичних параметрів; у роботах [6, 11, 14] запропоновано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору TE -моди в щілинній лінії; у роботах [7, 13] досліджено вплив електрофізичних та геометричних параметрів перелаштовуваної КЛ на втрати електромагнітної енергії під час перелаштування; у роботах [9, 10] розроблено конструкції перелаштовуваних фільтрів на основі КЛ та досліджено вплив параметрів фільтрів на діапазон перелаштування центральної частоти; у роботі [12] розроблено та досліджено методи мікромеханічного перелаштування копланарної лінії передачі.

Матеріали публікацій [4–6, 11, 14] були використані співавторами дисертанта в таких кваліфікаційних роботах:

– Волошин А. О. Мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи НВЧ. – дис. ... канд. техн. наук. – 05.27.01 – твердотільна електроніка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2020.

Апробація результатів дисертації.

Основні результати дисертації доповідались та обговорювались на: міжнародній науково-технічній конференції «Радіотехнічні Поля, Сигнали, Апарати та Системи» (2018 р., м. Київ); на 36-ій, 37-ій, 39-ій, та 40-ій міжнародних наукових конференціях «Електроніка та нанотехнології» (2016, 2017, 2019, 2020 р., м. Київ); міжнародній науковій конференції «Інформаційні та телекомунікаційні технології і радіо електроніка «УкрМіКо»» (2018 р., м. Одеса); на міжнародному науково-технічному симпозиумі «Теоретичні та прикладні аспекти новітніх технологій інфокомунікацій», (2019 р., с. Вишків Долинського району Івано-Франківської обл.).

Публікації. За темою дисертації опубліковано 14 наукових праць, з них 7 статей [1–7] у виданнях, включених до переліку наукових фахових видань України, з них 6 у виданнях, які включені до міжнародних наукометричних баз, з них 1 у виданні, що входить до наукових фахових видань України категорії «А», та у матеріалах 7 міжнародних конференцій [8–14].

Структура і зміст роботи. Дисертація складається зі вступу, 4 розділів з підсумками і висновками, викладених на 194 сторінках машинописного тексту, списку використаних джерел з 193 публікацій вітчизняної і зарубіжної літератури та 2 додатків. Робота включає 115 ілюстрацій та 14 таблиць.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** обґрунтовано актуальність роботи, сформульовано мету та задачі дослідження, представлена наукова новизна та практична цінність досліджень, наведено відомості про апробацію результатів, публікації та структуру роботи.

У **першому розділі** дисертації проведено аналіз літературних джерел у напрямку досліджень. Розглянуто основні типи смужкових ліній та методи перелаштування частотних характеристик смужкових резонаторів, кожен з яких має власні переваги та недоліки. Особливості конструкції копланарної лінії передачі, роблять її привабливим вибором для використання в структурах планарних компонентів, оскільки, відсутня необхідність створення додаткових отворів в об'ємі підкладинки для з'єднання електродів. Мікромеханічний метод виділяється серед інших відсутністю додаткових втрат та високою добротністю, а необхідні переміщення складають десятки та сотні мікрометрів, що дозволяє використовувати сучасні електромеханічні рушії у якості контролюючих елементів.

У **другому розділі** дисертації запропоновано метод мікромеханічного перелаштування копланарної лінії передачі, що полягає в зміні розподілу

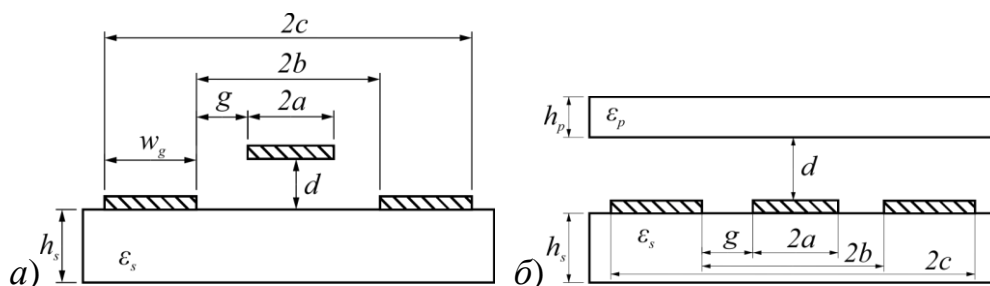


Рис. 1. Структура перелаштовуваної КЛ внаслідок переміщення (а) сигнального електрода або (б) діелектричної пластини

електромагнітного поля в лінії шляхом переміщення сигнального електрода лінії, рис. 1а, або діелектричної пластини, рис. 1б, над поверхнею підкладинки. Розподіл електромагнітного поля в перелаштовуваній лінії має складний характер, тому такі зміни часто описують за допомогою еквівалентних параметрів, таких як ефективна діелектрична проникність, що характеризує довжину хвилі в лінії та характеристичний опір, що визначає співвідношення між напруженостями електричного та магнітного поля.

Розрахунок ефективної діелектричної проникності, втрат та характеристичного опору мікромеханічно перелаштовуваної копланарної лінії передачі проведено шляхом розв'язання системи рівнянь Максвелла в наближенні *TEM*-типу коливань, що описувались за допомогою електричного векторного A^e та скалярного φ^e потенціалів, які пов'язані між собою умовою калібрування Лоренца та мають вигляд хвиль, що поширюються в лінії:

$$\varphi^e = \psi(x, y) \exp(j(\omega t - \beta_z z)), \quad (1)$$

де β_z – стала поширення хвилі в лінії, ω – циклічна частота, ψ – функція розподілу скалярного потенціалу в площині Oxy , яка задовольняє рівнянню:

$$\operatorname{div}(\varepsilon(x, y) \operatorname{grad} \psi(x, y)) = 0. \quad (2)$$

Після розв'язання рівняння (2), розподіл електромагнітного поля в поперечному перерізі КЛ з урахуванням (1) було розраховано за формулами:

$$E_x = -\frac{\partial \varphi^e}{\partial x}; E_y = -\frac{\partial \varphi^e}{\partial y}; E_z = 0; H_x = \frac{\sqrt{\varepsilon}}{Z_0} \frac{\partial \varphi^e}{\partial y}; H_y = -\frac{\sqrt{\varepsilon}}{Z_0} \frac{\partial \varphi^e}{\partial x}; H_z = 0. \quad (3)$$

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

Задачу (2) було розв'язано методом скінчених елементів (МСЕ), який було застосовано до поперечного перерізу КЛ. Оскільки, МСЕ потребує обмеженої області простору, то на границях такої області задавались граничні умови: граничні умови Діріхле, що відповідають умовам ідеальної електричної стінки, граничні умови Неймана, що відповідають умовам ідеальної магнітної стінки або узагальнені граничні умови Неймана, у випадку поглинаючих стінок. Для уникнення впливу граничних умов на характеристики КЛ, обмежуючі площини віддалялись настільки, щоб не справляли істотного впливу на ці характеристики.

Ефективна діелектрична проникність КЛ була визначена на основі 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} :

$$\varepsilon_{eff} = \sum_{i=1}^N \left(\varepsilon_i \iint_{S_i} \left(\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy \right) / \iint_S \left(\left(\frac{\partial \psi_1}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi_1}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy,$$

де ε_i , S_i – відносна діелектрична проникність та площа i -тої однорідної діелектричної області, S – загальна площа поперечного перерізу КЛ, N – кількість однорідних діелектричних областей, ψ_1 – розв'язок задачі (2) для однорідної КЛ:

$$\operatorname{div}(\operatorname{grad}\psi_1) = 0.$$

Характеристичний опір для *TEM* моди знайдено з порівняння потужності, що передається в копланарній та довгій лініях:

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

де U – напруга між сигнальним та спільним електродами КЛ.

Для перевірки даного методу було проведено розрахунки ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору з різними електрофізичними та геометричними параметрами КЛ, характеристики яких добре відомі в літературних джерелах. Результати розрахунку методом скінченних 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.

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 – нерухома частина копланарної лінії, що фіксується за допомогою чотирьох гвинтів; 6 – рухома частина копланарної лінії.

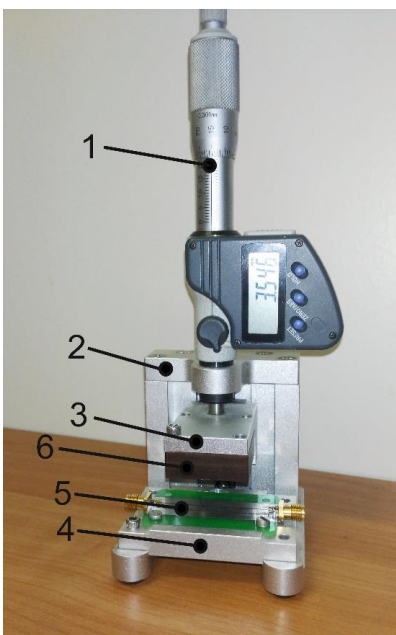


Рис. 2. Експериментальний
стенд

Вимірювання S параметрів відбувалось за допомогою векторного аналізатора Agilent 8510c Vector Network Analyzer. Величина повітряного проміжку d , регулювалась за рахунок переміщення голівки мікрометричного гвинта, до якої було закріплено утримувач рухомої частини копланарної лінії. Точність регулювання повітряного проміжку становила 1 мкм.

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

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

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. Результати розв’язання задачі апроксимації продемонстровано на рис. 3.

Експериментальна перевірка результатів моделювання перелаштовуваної КЛ проводилась як для переміщення сигнального електрода, так і для переміщення діелектричної пластини. Вимірювання проводились для різних типів матеріалу утримувача нерухомої частини (8, рис. 2) та для різних типів рухомого діелектрика (5, рис. 2). Результати вимірювання підтверджують результати моделювання, рис. 4.

Оскільки, вимірювання ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору є опосередкованими, то похибка їх визначення залежить від похибок визначення тих параметрів, які виміряно прямими методами: похибки вимірювання геометричних параметрів КЛ, похибка визначення відносної

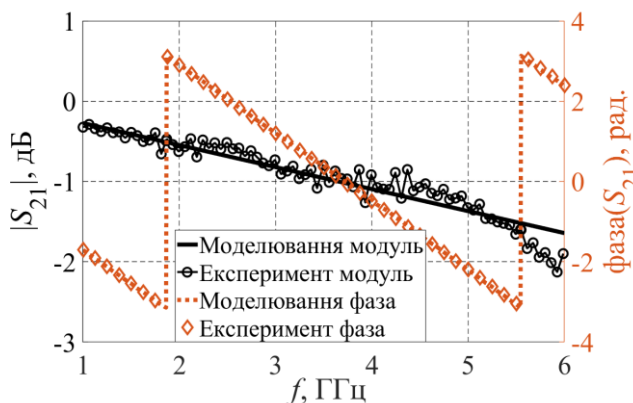
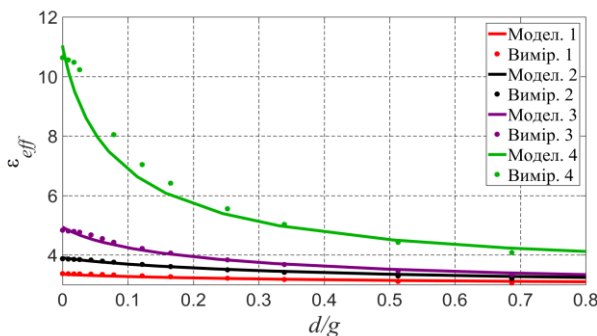


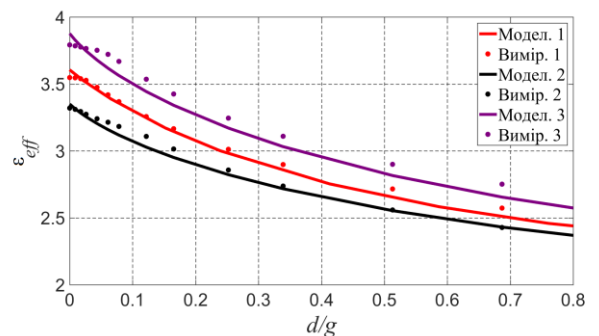
Рис. 3. Результати моделювання та експериментальні дані модуля і фази коефіцієнта передачі

діелектричної проникності підкладинки та пластини, похибка вимірювання S-параметрів. Аналіз відносної похибки, для різних параметрів КЛ показує, що відносна похибка вимірювання ефективної діелектричної проникності не перевищує 4%.

Зміна ефективної діелектричної проникності ϵ_{eff} відбувається за рахунок переміщення сигнального електрода КЛ або діелектричної пластини над підкладинкою КЛ, що



а)



б)

Рис. 4. Залежність ефективної діелектричної проникності від нормованої величини повітряного проміжку для різних типів рухомої і нерухомої частин лінії: а) переміщення діелектричної пластини; б) переміщення сигнального електрода

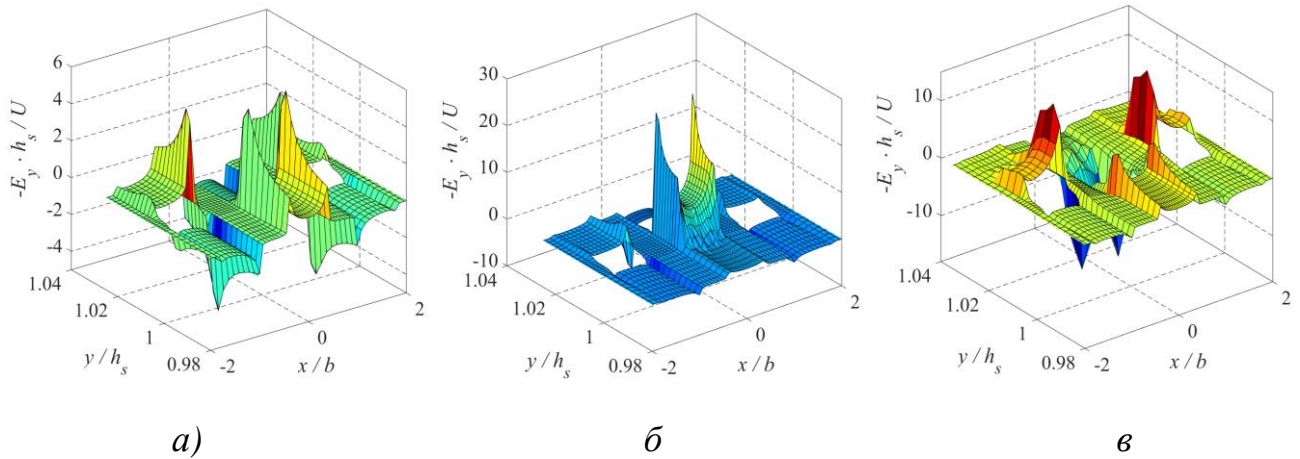


Рис. 5. Розподіл нормальної до електродів компоненти електричного поля КЛ з параметрами $a/b=0.5$, $h_s/b=1$, $h_p/h_s=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $d/h_s=0.01$ для: а) звичайної КЛ; б) КЛ з повітряним проміжком між сигнальним електродом і підкладинкою; в) КЛ з діелектричною пластиною над електродами

спричиняє перерозподіл електромагнітного поля між об'ємом діелектрика та повітрям. На рис. 5 зображено розподіл нормальної до електродів компоненти електричного поля в поперечному перерізі КЛ за наявності та відсутності повітряного проміжку між сигнальним електродом та підкладинкою або діелектричною пластиною та електродами КЛ. Відрив сигнального електрода призводить до різкого зростання напруженості електричного поля на границі поділу діелектрика та повітря. Проте, для малих значень висоти повітряного проміжку, об'єм області з високим значенням напруженості електричного поля є незначним настільки, що зміна ефективної діелектричної проникності КЛ практично відсутня. Подальше віддалення електрода веде до зростання цієї області та перерозподілу поля на користь неї, і, як наслідок, до зміни ефективної діелектричної проникності. Одночасно зі збільшенням висоти повітряного проміжку, зменшується напруженість електричного поля в ньому, що показано на рис. 6. Для висоти повітряного проміжку більшої ніж висота підкладинки зміна електричного поля практично відсутня, що призводить до відсутності перелаштування ефективної діелектричної проникності при подальшому віддаленні сигнального електрода.

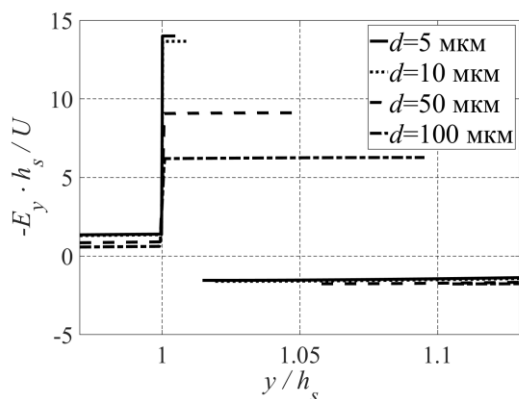


Рис. 6. Залежність нормальної компоненти напруженості електричного поля від напрямку переміщення електрода та $a/b=0.5$, $h/b=1$, $\epsilon_s=10$

Аналіз впливу геометричних та електрофізичних параметрів КЛ на зміну перелаштування ефективної діелектричної проникності показав, що розширити діапазон перелаштування та підвищити чутливість зміни ϵ_{eff} до переміщень можна досягнути за рахунок зменшення ширини сигнального електрода, що призводить до зростання напруженості електричного поля в області під ним, або збільшення діелектричної проникності та висоти підкладинки, що

обумовлено зростанням ефективної діелектричної проникності за відсутності повітряного проміжку і відповідає верхній границі перелаштування. Теоретично, нижня границя зміни ϵ_{eff} для методу перелаштування внаслідок переміщення сигнального електрода дорівнює одиниці.

Для методу перелаштування переміщенням діелектричної пластини, рис. 1а, головну роль відіграє саме пластинка, тому розширення діапазону перелаштування та підвищення чутливості зміни ϵ_{eff} до переміщень досягається вибором пластинки з більшим значенням діелектричної проникності, а підкладки – з меншим. На відміну від випадку з переміщенням сигнального електрода, зменшення висоти підкладки КЛ веде до збільшення діапазону та чутливості перелаштування. Отже, вплив висоти підкладки на характеристики перелаштування є протилежним в запропонованих методах. В залежності від заданої висоти підкладки існує альтернатива у виборі методу перелаштування. Для тонких підкладок рекомендовано використовувати метод перелаштування за рахунок переміщення діелектричної пластини, а для товстих підкладок більш привабливим є перелаштування за рахунок переміщення сигнального електрода. Мірою тонкості підкладки виступає відношення її висоти до відстані між спільними електродами.

Показано, що для зміни ефективної діелектричної проникності до 60 і більше відсотків, в залежності від параметрів перелаштовуваної КЛ, достатньо забезпечити переміщення на десятки відсотків від товщини підкладки. Для типових параметрів КЛ переміщення складають десятки та сотні мікрометрів, що дозволяє використовувати сучасні електромеханічні рушії для реалізації електричного контролю ефективної діелектричної проникності.

Визначено, що на відміну від ефективної діелектричної проникності, характеристичний опір лінії зростає разом зі збільшенням висоти повітряного проміжку для обох методів перелаштування. Більшість факторів, що призводять до розширення діапазону перелаштування та підвищення чутливості зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень, викликають зменшення характеристичного опору. Факторами, що одночасно з розширенням діапазону зміни ϵ_{eff} забезпечують зростання характеристичного опору є зменшення діелектричної проникності підкладки для перелаштування переміщенням діелектричної пластини, та зменшення ширини сигнального електрода для обох методів перелаштування.

Для приладів на основі КЛ основними видами втрат є: втрати внаслідок випромінювання електромагнітних хвиль в зовнішній простір; діелектричні втрати, пов'язані з ненульовим значенням тангенсу діелектричних втрат в діелектричних частинах лінії; омичні дисипативні втрати в металевих частинах лінії за рахунок скін-ефекту. Оскільки геометричні розміри елементів лінії набагато менші ніж довжина хвилі то втрати на випромінювання набагато менші, ніж діелектричні і омичні втрати, а тому ними зазвичай нехтують.

Діелектричні втрати в лінії визначались з уявної частини комплексної ефективної діелектричної проникності, що була розрахована запропонованим

методом, враховуючи комплексний характер відносної проникності діелектричних частин КЛ:

$$\dot{\epsilon}_{eff} = \epsilon'_{eff} - j\epsilon''_{eff} , \quad (4)$$

де ϵ'_{eff} – ефективна діелектрична проникність, а $\epsilon''_{eff} = \epsilon'_{eff} \operatorname{tg} \delta_{eff d}$ – характеризує втрати і називається коефіцієнтом діелектричних втрат, $\operatorname{tg} \delta_{eff d}$ – ефективний тангенс кута діелектричних втрат.

Металічні втрати, які виникають внаслідок розігріву металевих частин КЛ, описувались ефективним тангенсом кута металічних втрат, який визначався через потужність металічних втрат, що залежить від поверхневого опору металу внаслідок скін-ефекту:

$$\operatorname{tg} \delta_{eff m} = \sqrt{\frac{1}{2\sigma\omega\mu_0\epsilon_{eff}} \frac{\oint_L \epsilon(l) \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \cos \alpha_x + \frac{\partial \psi}{\partial x} \cos \alpha_y \right)^2 dl}{\sum_{i=1}^N \left(\sqrt{\epsilon_i} \iint_{S_i} \left(\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy \right)}}, \quad (5)$$

де $\epsilon(l)$ – відносна діелектрична проникність середовища вздовж контуру інтегрування, $\cos \alpha_x$ та $\cos \alpha_y$ – направляючі косинуси напрямку інтегрування вздовж контуру металевих частин лінії, μ_0 – магнітна стала, σ – питомий опір металу.

У випадку перелаштування внаслідок переміщення сигнального електрода, діелектричні втрати спадають разом зі зростанням висоти повітряного проміжку, що пов'язано з перерозподілом електромагнітного поля з об'єму діелектрика в повітряний простір, в якому відсутні втрати.

Для методу перелаштування діелектричною пластиною, джерелом втрат виступають як діелектрична підкладинка $\operatorname{tg} \delta_{eff d s}$, так і пластина $\operatorname{tg} \delta_{eff d p}$. Тангенси кута діелектричних втрат у пластині $\operatorname{tg} \delta_p$ та підкладинці $\operatorname{tg} \delta_s$ є настільки малими, що не призводять до суттєвого перерозподілу електромагнітного поля в лінії, тому втрати в них вважались адитивними і розглядалися незалежно одні від одних. Розділення втрат відбувалось шляхом почергового прирівнювання тангенса кута діелектричних втрат підкладинки та пластини до нуля. Віддалення пластини призводить до зменшення діелектричних втрат у пластині, що пояснюється перерозподілом електромагнітного поля з об'єму пластини в повітряний проміжок під нею. Втрати у підкладинці, навпаки, зростають, через зростання напруженості електричного поля в підкладинці, рис. 7а.

Для обох методів перелаштування, металічні втрати зменшуються зі зростанням висоти повітряного проміжку, оскільки зменшується напруженість тангенціальної до електродів складової магнітного поля на металевих частинах лінії.

Фактори, що призводять до зростання діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності, зменшують діелектричні втрати, але збільшують

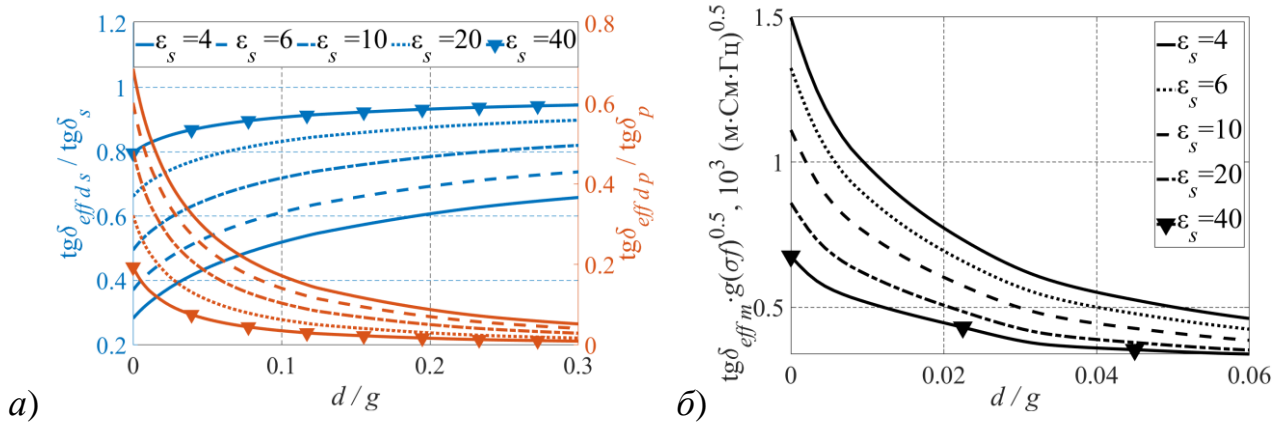


Рис. 7. Залежність ефективного тангенса кута діелектричних втрат (а) у підкладинці та пластині та металічних втрат (б) від висоти повітряного проміжку та $a/b=0.5$, $h_s/h_p=1$, $\epsilon_p=10$ для перелаштування переміщенням діелектричної пластини

металічні втрати. Тому, якщо металічні втрати є домінуючими, то необхідно шукати компроміс між низькими втратами та діапазоном перелаштування.

У **третьому** розділі дисертації запропоновано метод перелаштування ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору ЩЛ шляхом зміни розподілу електромагнітного поля внаслідок переміщення діелектричної (рис. 8а) або металевієї пластини (рис. 8б) над поверхнею електродів лінії.

Запропоновано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності, втрат та характеристичного опору щілинних ліній. Головною відмінністю ЩЛ від КЛ є те, що основним типом хвиль, що поширюються у лінії є TE -мода. Виражаючи компоненти TE -моди електромагнітного поля через векторний \mathbf{A}^m та скалярний φ^m магнітні потенціали проблему було зведено до рівняння:

$$\nabla_{\perp}^2 \psi + \left(\epsilon(x, y) \frac{\omega^2}{c^2} - \beta_z^2 \right) \psi = 0, \quad (6)$$

де $\nabla_{\perp}^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$ — оператор Лапласа у поперечному перерізі лінії, ψ — функція розподілу скалярного потенціалу у поперечному перерізі лінії, $\beta_z = \frac{2\pi}{\lambda}$ — стала поширення електромагнітної хвилі в лінії, λ — довжина хвилі в лінії.

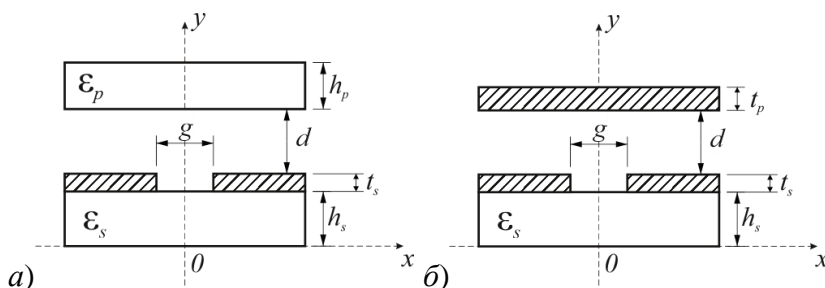


Рис. 8. Структура перелаштовуваної щілинної лінії:
а) внаслідок переміщення діелектричної пластини;
б) внаслідок переміщення металевієї пластини

Рівняння (6) має ненульові розв'язки тільки для певних значень β_z , які називають власними числами, тобто (6) є задачею на власні числа. Кожному власному числу відповідає власна функція ψ , що визначає розподіл електромагнітного поля в

поперечному перерізі лінії передачі.

Задачу на власні числа було розв'язано МСЕ застосованим до поперечного перерізу ЩЛ. Розв'язки задачі на власні числа визначають сталу поширення в лінії, а отже і довжину хвилі λ , з якої було отримано ефективну діелектричну проникність:

$$\varepsilon_{ef} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^2, \quad (7)$$

де λ_0 – довжина хвилі у вакуумі.

Характеристичний опір ЩЛ знайдено з порівняння потужностей, що передаються в щілинній та довгій лініях:

$$Z = Z_0 \frac{\mu}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} I^2} \iint_S \left(\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right) ds, \quad (8)$$

де S – площа поперечного перерізу лінії, $I = \oint_L |\mathbf{H}_\tau| dl$ – струм в лінії, \mathbf{H}_τ – тангенціальна складова напруженості магнітного поля на електроді, L – контур у поперечному перерізі лінії вздовж поверхні електрода.

Для перевірки запропонованого методу, розраховані значення ефективної діелектричної проникності порівнювались з даними із літературних джерел, та показали добре узгодження між собою. Крім того, запропонований метод може бути застосовано в широкому діапазоні параметрів та будь-яких конструкцій щілинних ліній, включаючи наявність діелектричних або металічних тіл поблизу ліній. Досліджено вплив геометричних та електрофізичних параметрів перелаштовуваних ЩЛ на діапазон перелаштування ефективної діелектричної проникності та чутливість її зміни до переміщень.

У випадку переміщення діелектричної пластини, її віддалення від електродів призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності, що обумовлено перерозподілом електромагнітного поля з об'єму пластини в область повітряного проміжку під нею та до зростання характеристичного опору. Оскільки вирішальну роль виконує діелектрична пластинка, то шляхами розширення діапазону перелаштування є використання пластин з більшими діелектричною проникністю і висотою та навпаки для підкладинки. Іншим фактором є зменшення відстані між електродними ЩЛ.

У разі використання металевої пластини, відсутність повітряного проміжку між пластиною та електродними ЩЛ призводить до електричного з'єднання електродів ЩЛ між собою, а, отже, зрівнює потенціали між ними. За відсутності напруги між електродними ЩЛ напруженість електричного поля в області між електродними ЩЛ дорівнює нулю, а ефективна діелектрична проникність лінії буде рівною одиниці. Збільшення висоти повітряного проміжку призводить до зростання напруженості електричного поля як в повітряній області, так і в підкладинці, рис. 9, і, як наслідок, до збільшення ефективної діелектричної проникності лінії, що продемонстровано на рис. 10. Оскільки верхня границя діапазону перелаштування відповідає значенню

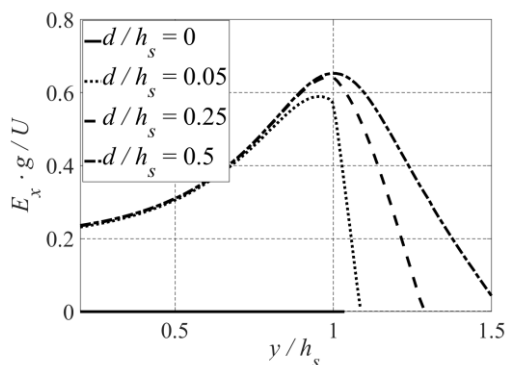


Рис. 9. Вплив висоти повітряного проміжку на зміну тангенціальної до електродів компоненти електричного поля у площині ($x = 0$) та $\epsilon_s=10$, $h_s/g=2$, $g/b=0.11$

ефективної діелектричної проникності ЩЛ без металевої пластини, то його розширення можливе за рахунок збільшення висоти та діелектричної проникності підкладинки, або зменшення відстані між електродами. Характеристичний опір лінії зростає разом з віддаленням пластини і змінюється від нуля, коли електроди з'єднані між собою, до значення опору ЩЛ без пластини.

Оскільки природа втрат в ЩЛ аналогічна втратам в КЛ, то діелектричні втрати, що описуються ефективним тангенсом кута діелектричних втрат, були розраховані за (4), а металічні, що описуються ефективним тангенсом кута металічних втрат, розраховані за (5).

Діелектричні втрати ЩЛ, що перелаштовувалась переміщенням діелектричної пластини, було розділено на втрати, які внесені підкладинкою, та втрати, які внесені пластиною. Віддалення діелектричної пластини призводить до зростання втрат у підкладинці, які, проте, не перевищують втрати звичайної ЩЛ у всьому діапазоні перелаштування, та спаду втрат у пластині, рис. 11, що пояснюється перерозподілом електромагнітного поля з об'єму діелектрика в повітряний простір, де діелектричні втрати відсутні. Оскільки пластину обирають з якомога більшим значенням діелектричної проникності, а підкладинку – з меншим, то саме втрати у пластині будуть вирішальними. Металічні втрати, так само як і діелектричні, спадають разом зі зростанням відстані між пластиною та електродами, що пов'язано зі зменшенням напруженості тангенціальної до електродів компоненти магнітного поля.

У випадку перелаштування внаслідок переміщення металевої пластини, діелектричні втрати зростають з віддаленням пластини, рис. 12, оскільки

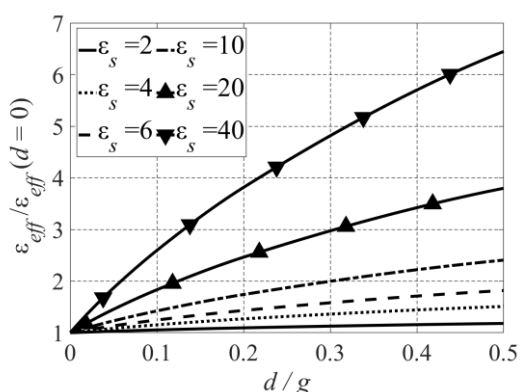


Рис. 10. Залежність ефективної діелектричної проникності від повітряного проміжку для $h_s/g=2$, $g/b=0.11$ у випадку переміщення металевої пластини

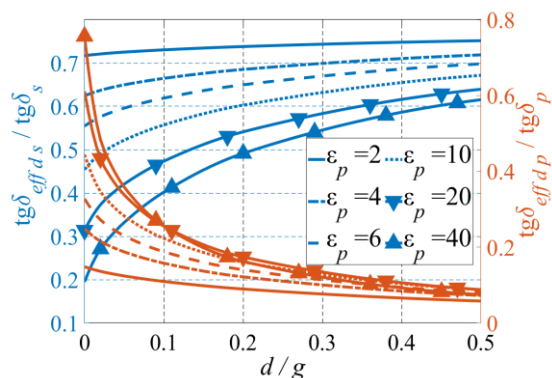


Рис. 11. Залежність ефективного тангенса кута діелектричних втрат у підкладинці та пластині від повітряного проміжку для $\epsilon_s=10$, $h_p/h_s=1$, $g/b=0.11$ у випадку переміщення діелектричної пластини

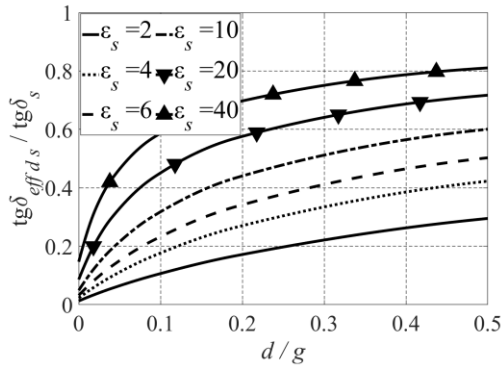


Рис. 12. Залежність ефективного тангенса кута діелектричних втрат від повітряного проміжку для $h_s/g=2$, $g/b=0.11$ у випадку переміщення металевієї пластини

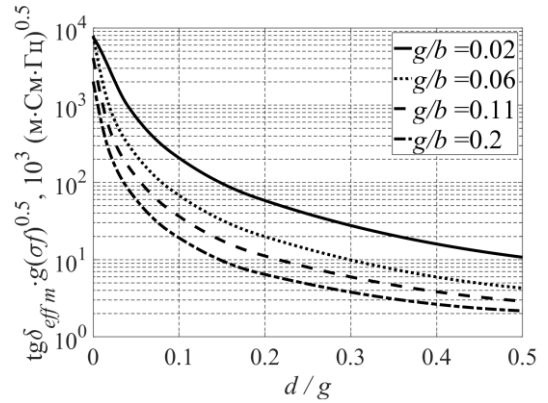


Рис. 13. Залежність ефективного тангенса металічних втрат від повітряного проміжку для $\epsilon_s=10$ у випадку переміщення металевієї пластини

збільшується напруженість електричного поля в підкладці. Проте, рівень втрат не перевищує втрати у ЩЛ за відсутності пластини у всьому діапазоні перелаштування. Слід зазначити, що металеві пластина виступає додатковим джерелом металічних втрат, рівень яких, значно вищий саме для цього методу, а тому важливо виготовляти електроди ЩЛ та металеву пластину з матеріалів з високою електропровідністю. Віддалення пластини призводить до зниження тангенціальної складової магнітного поля на металічних поверхнях і, як наслідок, до зменшення металічних втрат, рис. 13. Для переміщень, що становлять до 20% від

товщини підкладки і для яких спостерігається найбільша чутливість зміни ϵ_{eff} , металічні втрати фактично не залежать від зміни діелектричної проникності підкладки та її висоти, а залежать лише від відстані між електродами.

Способи розширення діапазону перелаштування ефективною діелектричної проникності також викликають зростання втрат в лінії, що необхідно враховувати при проектуванні пристроїв на основі ЩЛ.

У четвертому розділі дисертації представлено структури щілинних та шлейфових резонаторів на основі копланарної лінії передачі і способи їх мікромеханічного перелаштування, а також застосування щілинних резонаторів у перелаштовуваних антенах.

Топологія однорідного щілинного резонатора, що представляє собою щілину у формі вузької смужки, яку витравлено у спільному електроді КЛ, та спосіб його перелаштування зображено на рис. 14. Наявність щілин у спільному електроді викликає зміну

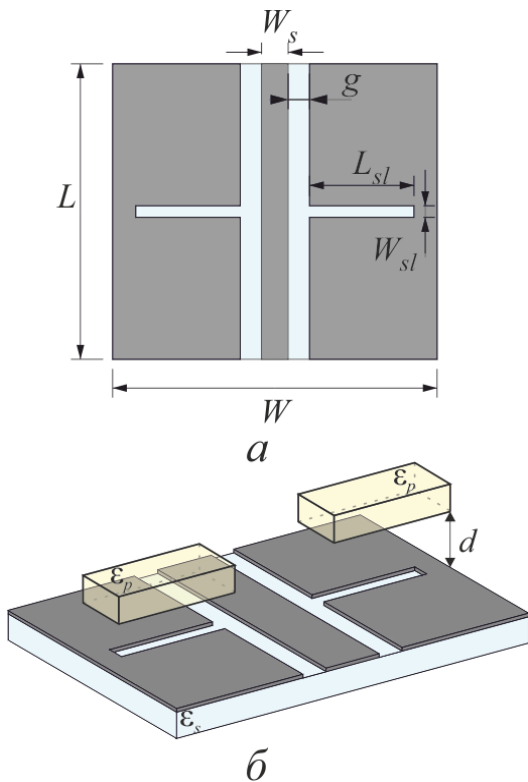


Рис. 14. Топологія (а) та спосіб перелаштування (б) однорідного щілинного резонатора

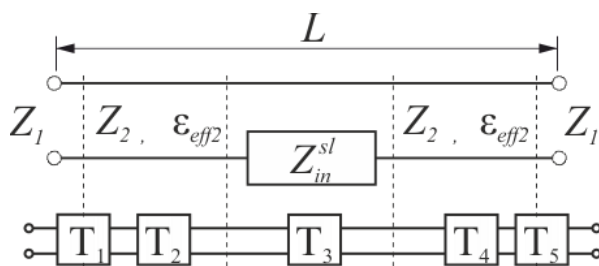


Рис. 15. Схемна модель однорідного щілинного резонатора

розподілу струму в лінії, що в свою чергу забезпечує зміну параметрів лінії за рахунок включення в неї параметрів самої щілини.

Представлена структура була проаналізована за допомогою кіл з розподіленими параметрами, для чого була представлена у вигляді лінії передачі розділеної на області зі сталими еквівалентними параметрами. Щілина

фактично виконує роль коротко замкнутого шлейфа, а тому була представлена, як імпеданс, що включено в спільний електрод лінії. Схемна модель такого резонатора показана на рис. 15. Кожна область подається як окремий чотириполіусник, який описується матрицею передачі \mathbf{T}_n . Вся структура представляє каскадне з'єднання цих чотириполіусників. Виходячи з основної переваги матриці передачі, що при каскадному з'єднанні кількох чотириполіусників, результуюча матриця передачі \mathbf{T} всієї структури визначається як добуток матриць передачі кожного чотириполіусника:

$$\mathbf{T} = \prod_{n=1}^5 \mathbf{T}_n$$

Для резонатора, який зображено на рис. 15, кількість областей становить 5:

- границя поділу двох областей з різним значенням характеристичного опору, що описуються матрицями передачі \mathbf{T}_1 та \mathbf{T}_5 :

$$\mathbf{T}_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \begin{bmatrix} Z_1 + Z_2 & Z_2 - Z_1 \\ Z_2 - Z_1 & Z_1 + Z_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_5 = \frac{1}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \begin{bmatrix} Z_2 + Z_1 & Z_1 - Z_2 \\ Z_1 - Z_2 & Z_2 + Z_1 \end{bmatrix},$$

де Z_1 – характеристичний опір вхідного та вихідного порту, Z_2 – характеристичний опір КЛ;

- дві області регулярних ліній передачі, довжиною l_2 і l_4 , які описуються матрицями передачі \mathbf{T}_2 та \mathbf{T}_4 відповідно:

$$\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{z2}l_2} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{z2}l_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_4 = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{z4}l_4} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{z4}l_4} \end{bmatrix},$$

де $\beta_{z_i} = \sqrt{\epsilon_{eff_i}} \frac{\omega}{c}$ – стала поширення в області i , ϵ_{eff_i} – ефективна діелектрична проникність в області i , ω – циклічна частота, c – швидкість світла у вакуумі;

- Область послідовного включення опору Z_{in}^{sl} в спільний електрод, яка описується матрицею передачі \mathbf{T}_3 :

$$\mathbf{T}_3 = \left(1 + \frac{Z_{in}^{sl}}{2Z_2} \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -Z_{in}^{sl} \\ Z_{in}^{sl} & 1 - (Z_{in}^{sl})^2 \end{bmatrix},$$

де Z_{in}^{sl} – вхідний опір щілинної лінії.

Вхідний опір щілинної лінії розраховувався як вхідний опір шлейфу:

$$Z_{in}^{sl} = Z_0^{sl} \cdot \frac{Z_n + j \cdot Z_0^{sl} \cdot \operatorname{tg}(\beta_z^{sl} \cdot L_{sl})}{Z_0^{sl} + j \cdot Z_n \cdot \operatorname{tg}(\beta_z^{sl} \cdot L_{sl})},$$

де Z_n – опір навантаження шлейфу, Z_0^{sl} – характеристичний опір щілинної лінії, L_{sl} – довжина щілинної лінії, $\beta_z^{sl} = \sqrt{\epsilon_{eff}^{sl}} \frac{\omega}{c}$ – стала поширення в щілинній лінії, ϵ_{eff}^{sl} – ефективна діелектрична проникність щілинної лінії.

Результати, які отримано з використанням запропонованої моделі, порівнювались з результатами, отриманими тривимірним МСЕ, що розраховувались за допомогою CST Microwave Studio. Розраховані S-параметри резонатора з параметрами, що наведено в табл. 1, мають форму смуго-загороджуючого фільтра та представлені на рис. 16. Результати отримані двома методами добре узгоджуються між собою, що говорить про те, що запропонована модель задовільно описує процеси в резонаторі. Разом з тим, модель дозволяє значно прискорити розрахунки та спростити аналіз впливу різних факторів на характеристики резонатора. Запропонована модель може бути адаптована до різної кількості щілинних резонаторів шляхом включення додаткових матриць передачі.

Резонансна частота залежить, як від розмірів щілини, так і від її еквівалентних параметрів, контроль яких дозволяє отримати перелаштовуваний резонатор. На рис. 14б представлено метод зміни еквівалентних параметрів щілини за рахунок переміщення діелектричної пластини над поверхнею електродів. Найбільша чутливість зміни резонансної частоти до переміщень спостерігається за малих значень повітряного проміжку, до 10% від товщини підкладки, з поступовим її зменшенням, рис. 17. Віддалення пластини призводить до збільшення ефективної діелектричної проникності резонатора та до зміщення резонансної частоти в область вищих частот. Збільшити діапазон зміни та чутливість перелаштування частоти до переміщень можна шляхом збільшення діелектричної проникності пластини або зменшення діелектричної проникності підкладки.

Табл. 1. Електрофізичні та геометричні параметри щілинного резонатора

h_s , мм	1	w_s , мм	2
ϵ_s	10	g , мм	0.5
L , мм	100	L_{sl} , мм	8
W , мм	100	W_{sl} , мм	0.01

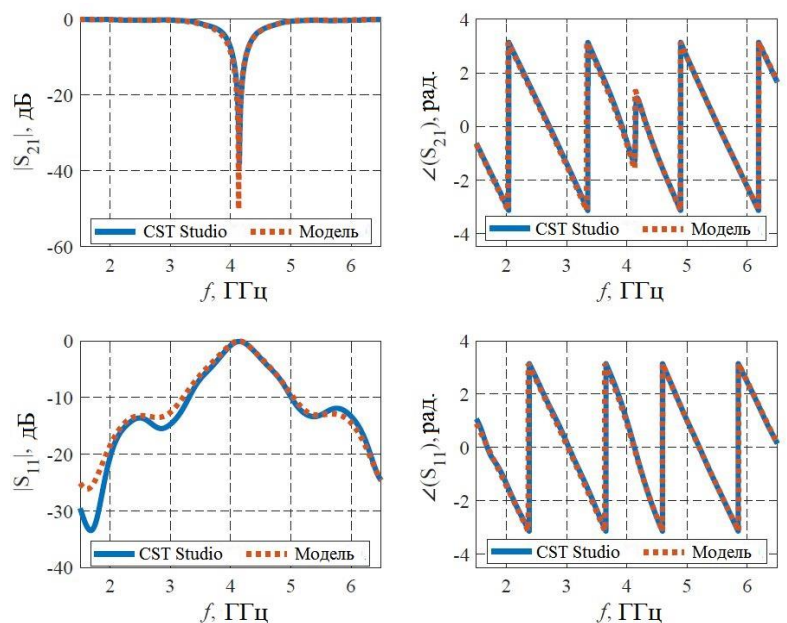


Рис. 16. Розраховані S-параметри однорідного щілинного резонатора

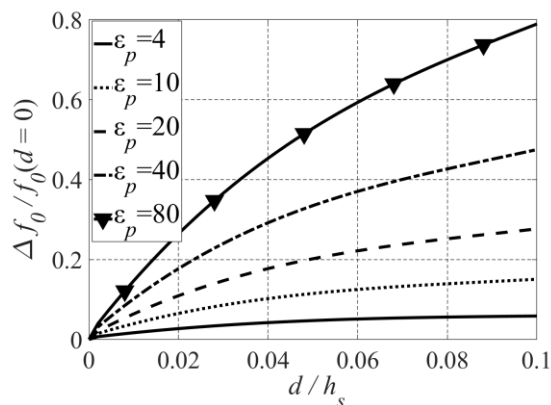


Рис. 17. Залежність резонансної частоти від висоти повітряного проміжку

Використовуючи діелектричні пластини з високим значенням відносної діелектричної проникності, можна досягнути до 80% діапазону перелаштування за переміщень до 10% від товщини підкладки, що для типових конструкцій складає до 100 мкм.

Показано, що зменшити загальні розміри пристроїв на основі щілинних резонаторів без зміни робочих частот, можна за рахунок послідовного з'єднання однорідних щілинних резонаторів з різними розмірами та еквівалентними параметрами, отримуючи таким чином неоднорідний щілинний резонатор. Вхідний опір шлейфу визначається

вхідним опором першого однорідного щілинного резонатора, а його опір навантаження – вхідним опором другого однорідного щілинного резонатора і так далі. Останній однорідний щілинний резонатор є коротко замкнутим. Такий підхід дозволяє не лише зменшити загальні розміри резонатора, але і проектувати перелаштовувані резонатори, де зміна частоти забезпечується переміщенням металевих поверхонь.

Структура та спосіб перелаштування неоднорідного щілинного резонатора внаслідок переміщення металевих поверхонь продемонстровані на рис. 18, рухома частина представляє металеві поверхні, які нанесено на діелектричну підкладку з низьким значенням відносної діелектричної проникності для мінімізації впливу діелектрика. Зручність такого способу полягає в тому, що відсутність повітряного проміжку між щілинами B та металевими поверхнями C фактично усуває вплив щілин B , а резонансна частота визначатиметься лише розмірами щілини A . Віддалення рухомої частини призводить до зростання ефективної діелектричної проникності щілин B , і, як наслідок, до зміщення резонансної частоти в область нижчих частот. Для висоти повітряного проміжку, що перевищує товщину підкладки, вплив металевих поверхонь практично відсутній, а, отже, резонансна частота визначатиметься загальними розмірами щілин A і B . Розміри

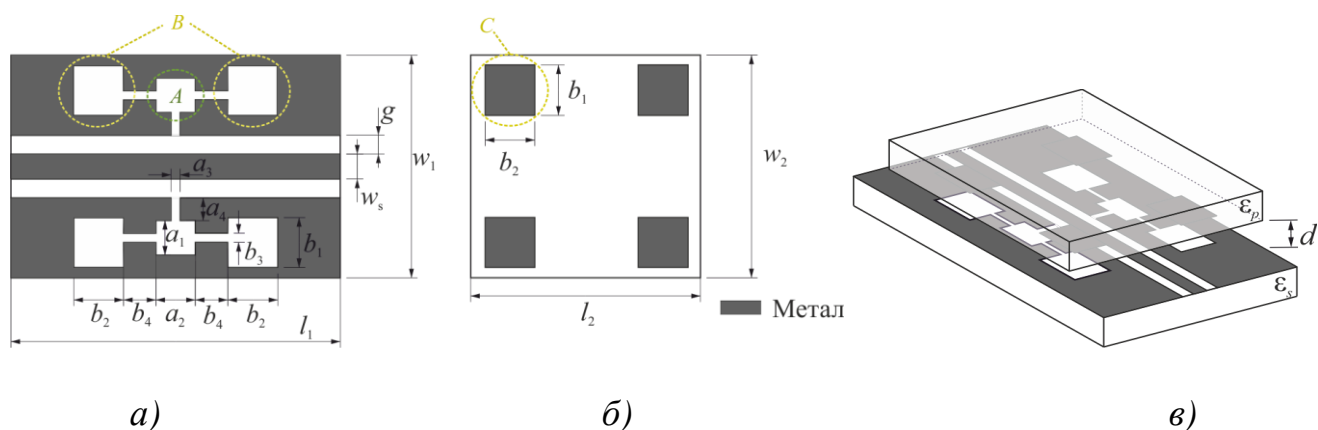


Рис. 18. Нерухома (а) та рухома (б) частини неоднорідного щілинного резонатора та спосіб перелаштування (в)

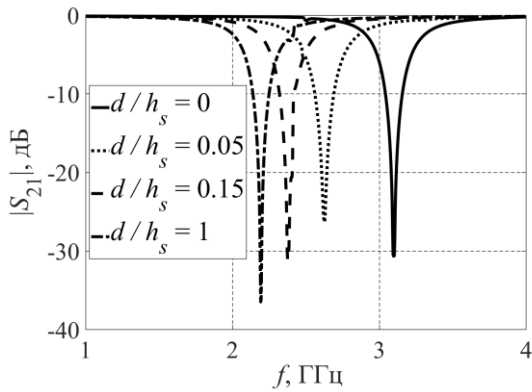


Рис. 19. Залежність модуля S_{21} параметру неоднорідного щілинного резонатора від частоти

Табл. 2. Параметри перелаштовуваного неоднорідного щілинного резонатора

a_1 , мм	2	l_1 , мм	30
a_2 , мм	2	w_1 , мм	20
a_3 , мм	0,5	l_2 , мм	20
a_4 , мм	3	w_2 , мм	20
b_1 , мм	4	g , мм	0,5
b_2 , мм	4	w_s , мм	2
b_3 , мм	0,5	ϵ_s	9,9
b_4 , мм	3	ϵ_p	2,05

досліджуваного резонатора наведено в табл. 2, а його частотні характеристики показані на рис. 19. Таким чином можна проектувати резонатори з широким діапазоном перелаштування.

Запропоновано структуру та спосіб перелаштування фільтри з використанням щілинних резонаторів. Фільтр складається з антенного випромінювача, який являє собою прямокутну металеву пластину з порожниною в центрі, та щілинних резонаторів витравлених у спільному електроді фідера антени, які виконують роль фільтрів, рис. 20. Антена має два режими роботи, зміна яких відбувається шляхом переміщення металевих поверхонь, які нанесено на діелектричну пластину, над поверхнею резонаторів. Зміна положення діелектричної пластини з металевими поверхнями, тобто рухомої частини

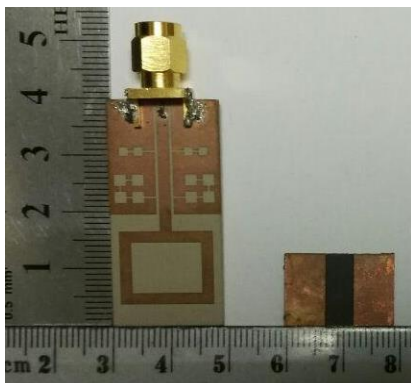


Рис. 20. Фото рухомої та нерухомої частин фільтри

антени, призводить до зміни частотних характеристик фільтра і, як наслідок, до зміни частоти антени. Для переміщення рухомої частини використовувалась стрічка іонно-полімерного металевого композитного матеріалу (ІРМС), що згинається під дією напруги до 5В. Для зміни положення рухомої частини антени використовувався актюатор довжиною 40 мм, шириною 10 мм і товщиною 0.4 мм.

За відсутності зовнішньої напруги стрічка актюатора має пряму форму і рухлива частина знаходиться на поверхні антени, а металеві поверхні усувають вплив щілин у спільному електроді, що

відповідає першому режиму роботи. Прикладання напруги 5 В викликає зміну форми актюатора, рис. 21, який підіймає рухливу частину над антеною, що веде до зростання повітряного проміжку між щілинами у спільному електроді та металевими поверхнями, що відповідає другому режиму роботи.

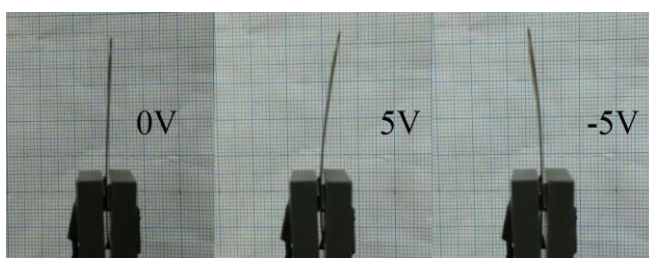


Рис. 21. Зміна форми ІРМС актюатори при прикладанні напруги, крок сітки 1 мм

Для моделювання характеристик перелаштовуваної антени використовувався тривимірний МСЕ. Резонансна частота антени зміщується з 2.61 ГГц в першому режимі роботи до 6.11 ГГц в другому режимі роботи. Величина зміни частоти складає 3.46 ГГц, що становить 130% від резонансної частоти першого режиму роботи. Експериментально виміряні та розраховані частотні характеристики антени і фото експериментального стенду продемонстровані на рис. 22.

ВИСНОВКИ

1. Розроблено методи розрахунку ефективної діелектричної проникності, характеристичного опору та втрат у копланарній та щілинній лініях, що базуються на знаходженні розподілу електромагнітного поля TEM та TE мод шляхом зведення рівнянь Максвелла до однорідного рівняння Пуасона або задачі на власні числа та власні вектори, які розв'язано двовимірним МСЕ. Достовірність запропонованих методів підтверджується добрим узгодженням отриманих результатів з експериментальними та літературними даними. Обидва методи не мають обмежень щодо форми частин ліній та їх електрофізичних параметрів.

2. Запропоновано метод перелаштування ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору КЛ та ЩЛ внаслідок перерозподілу електромагнітного поля в лініях за рахунок переміщення над підкладкою рухомих частин ліній: сигнального електрода або діелектричної пластини для КЛ та діелектричної або металевієї пластини для ЩЛ. Показано, що для зміни ефективної діелектричної проникності на 60 і більше відсотків, в залежності від параметрів перелаштовуваної лінії, достатньо забезпечити переміщення на десятки та сотні мікрометрів, що дозволяє використовувати сучасні електромеханічні рушії для реалізації електричного керування. Визначено шляхи розширення діапазону перелаштування та зменшення необхідних переміщень за рахунок вибору електрофізичних та геометричних параметрів лінії. Виявлено, що для КЛ, виготовлених на тонкій діелектричній підкладці, міра тонкості якої визначається співвідношенням висоти підкладки та відстанню між заземлюючими електродами, рекомендовано використовувати метод переміщення діелектричної пластини.

3. Доведено, що запропонований метод перелаштування не вносить додаткових втрат. Фактори, які сприяють зростанню діапазону перелаштування, призводять до збільшення загального рівня втрат, а, отже, необхідно шукати компроміс між

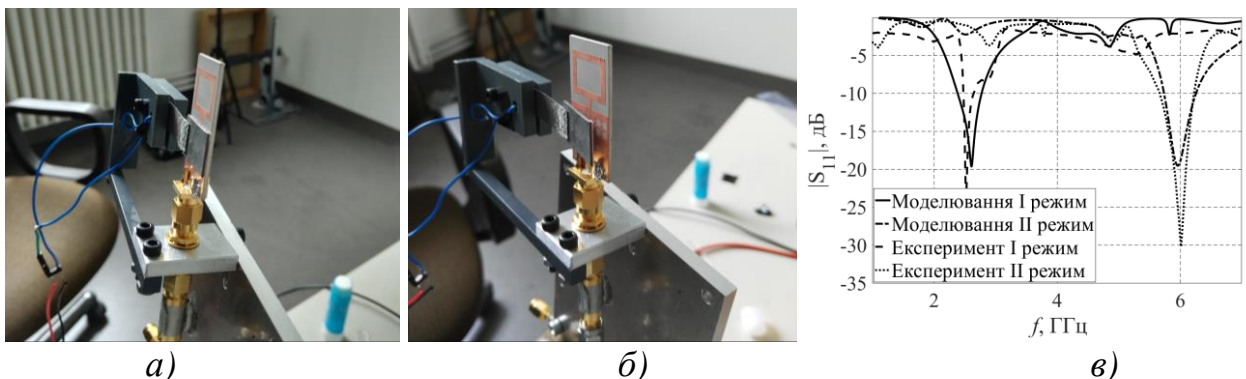


Рис. 22. Фото I (а) та II (б) режиму роботи та частотні характеристики (в) фільтени

низькими втратами та діапазоном перелаштування. Використання металевої пластини для перелаштування ЩЛ, призводить до значного зростання рівня металічних втрат, що вимагає виготовлення електродів та пластини із матеріалів з високою електропровідністю.

4. Встановлено, що характеристичний опір КЛ та ЩЛ зростає разом зі віддаленням рухомих частин лінії від підкладки. Підвищення чутливості перелаштування ефективною діелектричною проникністю до переміщень призводить до збільшення діапазону зміни характеристичного опору, що може викликати необхідність додавання додаткових ліній узгодження під час проектування перелаштовуваних пристроїв.

5. Досліджено структури мікромеханічно перелаштовуваних резонаторів на основі ЩЛ та КЛ, частотні характеристик яких, мають форму смуго-загороджуючих фільтрів, а зміна резонансної частоти відбувається внаслідок вертикального переміщення діелектричних або металевих пластин над електродами резонатора. Найбільша чутливість зміни резонансної частоти спостерігається для переміщень, які складають десятки та сотні мікрометрів і дозволяють досягнути перелаштування резонансної частоти до 80% та 60% для діелектричних та металевих пластин відповідно.

6. На основі теорії кіл з розподіленими параметрами запропоновано схемні моделі конструкцій перелаштовуваних щілинних та шлейфових резонаторів. Результати моделювання з використанням схемних моделей добре узгоджуються з результатами тривимірного МСЕ. Використання запропонованих схемних моделей дозволяє полегшити проектування резонаторів за рахунок спрощення аналізу впливу параметрів конструкції на їх характеристики та зменшити необхідні обчислювальні затрати.

7. Запропоновано спосіб електромеханічного перелаштування АЧХ смужкової антени внаслідок зміни частоти перелаштовуваного щілинного резонатора, що вбудовано у фідер антени. Зміна частоти антени складає 130% та реалізована з використанням електромеханічного рушія із іонно-полімерного композита.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. П. Сергієнко, В. Казміренко, А. Чернов, Ю. Прокопенко, «Добротность перестраиваемых микрополосковых резонаторов», *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, Т. 59, № 2, 2016, С. 52-60. (Входить до міжнародної наукометричної бази SCOPUS).

2. Ю.В. Прокопенко, В.А. Казміренко, А.С. Чернов, Гі А.Е. Ванденбош, «Вплив топологічних параметрів на діапазон перелаштування мікромеханічно керованих мікросмужкових резонаторів», *Електроніка та зв'язок: науково-технічний журнал*, Т. 22, № 2(97), 2017, С. 6–15. (Входить до міжнародної наукометричної бази Google scholar)

3. А. С. Чернов, І. П. Голубєва, В. А. Казміренко, Ю. В. Прокопенко, «Перелаштовувана копланарна лінія», *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, Т. 23, № 6, 2018, С. 13-21. (Входить до міжнародної наукометричної бази Google scholar)

4. А. О. Волошин, А. С. Чернов, І. П. Голубєва, та інші, «Перелаштовуваний резонатор, як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії», *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, № 4 (24), 2019, С. 6-12. (Входить до міжнародної наукометричної бази Google scholar)

5. А. О. Волошин, А. С. Чернов, І. П. Голубєва, та інші, «Одновимірна неоднорідна діелектрична структура, як перелаштовуваний резонатор», *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, № 5 (25), 2019, С. 6-17. (Входить до міжнародної наукометричної бази Google scholar)

6. А. С. Чернов, А. О. Волошин, В. А. Казміренко, Ю. В. Прокопенко, «Метод розрахунку характеристик ТЕ типів коливань смужкових ліній», *Вісник університету "Україна". Серія: Інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика*, № 1 (22), 2019, С. 57-67.

7. А. С. Чернов, І. П. Голубєва, В. А. Казміренко, Ю. В. Прокопенко, «Комплексна діелектрична проникність та характеристичний опір перелаштовуваної копланарної лінії», *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, Т.63, №6, 2020, С. 331-342. (Входить до наукових фахових видань України категорії «А» та до міжнародної наукометричної бази SCOPUS).

8. A. Chernov, P. Sergienko and Y. Prokopenko, «Influence of topological parameters of MEMS-enabled tunable microstrip resonators on their characteristics,» *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, 2016, pp. 30-33.

9. А. С. Чернов, Ю. В. Прокопенко, «Перелаштовувані смужково-загороджуючі фільтри на основі копланарної лінії з дефектами у заземлюючому електроді», *Міжнародна науково-технічна конференція Радіотехнічні Поля, Сигнали, Апарати та Системи*, 9 – 25 березня, 2018, Київ, Україна, с. 166-168.

10. A. Chernov, Y. Prokopenko and G. A. E. Vandenbosch, «Continuously tunable band-stop filter based on coplanar waveguide with defected ground structure,» *2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 2017, pp. 187-189.

11. A. Chernov, A. Voloshyn, V. Kazmirenko and Y. Prokopenko, «The Method for slotline's effective dielectric permittivity and characteristic impedance computation,» *2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 151-154

12. A. Chernov, V. Kazmirenko, Y. Prokopenko and Guy A. E. Vandenbosch, «Micromechanical tuning of coplanar waveguide based resonator», *2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, Odessa, Ukraine, 2018, pp. 1-4.

13. A. Chernov, I. Golubeva, V. Kazmirenko and Y. Prokopenko, «Losses in the micromechanically tunable coplanar waveguide based line», *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 355-360.

14. А. С. Чернов, А. О. Волошин, В. А. Казміренко та Ю. В. Прокопенко, «Метод розрахунку характеристик ТЕ типів коливань смужкових ліній,» *Міжнародний науково-технічний симпозіум "Теоретичні та прикладні аспекти новітніх технологій інфокомунікацій"*, Вишків-Карпати-2019, с.Вишків Долинського району Івано-Франківської обл., 2019, с. 57-67.

АНОТАЦІЯ

Чернов А. С. Перелаштовувані резонансні елементи на основі копланарних ліній передачі. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.27.01 "Твердотільна електроніка". - Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2021.

Дисертаційна робота присвячена дослідженню методу мікромеханічного перелаштування частотних характеристик резонансних елементів на основі копланарних та щілинних ліній, що базується на зміні розподілу електромагнітного поля в лінії внаслідок вертикального переміщення складових частин лінії. Необхідні переміщення складають десятки мікрометрів та дозволяють досягти до 60% і більше діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності. Запропоновано методи розрахунку ефективної діелектричної проникності, втрат електромагнітної енергії та характеристичного опору копланарних та щілинних ліній, які не мають обмеження щодо геометричної форми та електрофізичних параметрів ліній.

Встановлено закономірності впливу геометричних та електрофізичних параметрів ліній на зміну діапазону перелаштування та чутливості зміни ефективної діелектричної проникності копланарних та щілинних ліній до переміщень, які дозволяють оптимізувати проектування пристроїв на їх основі. Показано, що запропонований метод перелаштування не вносить додаткових втрат.

Представлено структури шлейфових резонаторів на основі щілинних та копланарних ліній, які включено в копланарну лінію передачі, з можливістю мікромеханічного перелаштування зі зміною резонансної частоти до 80%. На основі теорії кіл з розподіленими параметрами запропоновано схемні моделі резонаторів, які дозволяють значно прискорити розрахунки їх частотних характеристик.

Ключові слова: копланарна лінія передачі, щілинна лінія передачі, ефективна діелектрична проникність, мікромеханічне перелаштування частоти, щілинний резонатор, шлейфовий резонатор, антенна.

Chernov A. S. Tunable resonant elements based on the coplanar transmission lines. – A qualifying scientific work as a manuscript.

The thesis for a PhD degree (technical sciences) on 05.27.01 speciality "solid-state electronics". - National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2021.

The thesis is devoted to the research of methods for the micromechanical tuning of resonant elements based on the coplanar and slot lines and establishment of the resonant elements' geometrical and electrophysical parameters influence on their frequency and energy characteristics during tuning. The micromechanical tuning stands out from other tuning methods due to wide tuning range, high Q-factor and absence of additional losses during tuning.

The presented tuning method is realized by lifting either signal electrode or dielectric plate above the substrate for the coplanar line and dielectric or metal plate above the electrodes for the slot line. This leads to the redistribution of the electromagnetic field in the line, change of which, due to its complexity, was described by using effective dielectric permittivity and characteristic impedance. These parameters determine the

wavelength in the line and relation between the electric and magnetic field amplitudes, respectively.

The methods for computation of the coplanar and slot line's equivalent parameters and losses were proposed. The proposed methods are based on the reduction of the system of Maxwell's equations to a homogeneous Poisson equation, in case of the *TEM*-mode of the coplanar line, or to the problem of eigenvalues and eigenvectors in case of the *TE*-mode of the slot line. The obtained problem was solved by two-dimensional finite element method applied to the cross-section of the line. The reliability of the proposed methods is confirmed by good agreement with experimental and well-known literature data. The presented methods have no restrictions on the electrophysical parameters or shape of the line's components and can be used to analyze the change in effective dielectric permittivity, losses and characteristic impedance of the micro mechanically tunable coplanar and slot lines.

The proposed tuning method allows achieving the effective dielectric permittivity's change of more than 60% for the displacements of tens micrometres. The ways to reduce required displacements and increase tuning range by changing the line's electrophysical and geometrical parameters were established. The criteria for choosing a better tuning method for the coplanar lines depending on the line's geometrical parameters was shown. It was shown that this method doesn't bring additional losses during tuning, moreover, the losses caused by dielectric and metallic parts of the line decrease with the growth of the distance between the substrate and line's movable parts.

The structures of the tunable resonators based on the slot and coplanar lines are presented. The slot line etched in the ground electrode of the coplanar was considered as a short-ended stub serially plugged in the line's ground electrode forming a slot resonator. The resonant frequency of the slot resonator depends on its size and equivalent parameters, changing which allows obtaining tunable resonator. Tuning of the effective dielectric permittivity of the slot resonator is realized by moving dielectric or metal plates above the resonator's electrodes. The structure of the coplanar line based tunable stub resonator was shown. Frequency tuning of the proposed stub resonator is achieved by lifting the dielectric plate above the stub electrodes. Both types of tunable resonators provide up to 80% resonant frequency tuning range with no distortion in frequency characteristics during tuning for the displacement of less than 100 micrometres. The ways to increase the tuning range are similar to ones for the effective dielectric permittivity of the tunable slot and coplanar lines.

The use of the tunable slot resonators for the creation of a tunable antenna is presented. Slot resonators are etched in the ground electrode of the antenna's feeder line and act as a filter. Changing filter's frequency characteristic is realized by moving metal surfaces deposited on the dielectric plate above the slot resonators that leads to the shift of the antenna's operating frequency. The strip of ionic polymer metal composite with low control voltage was used for the change of the position of the dielectric plate with metal surfaces. The frequency shift of the proposed tunable antenna is 130% with stable radiation pattern.

Keywords: coplanar line, slot line, effective dielectric permittivity, micromechanical frequency tuning, slot resonator, stub resonator, antenna.