

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

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

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ЧЕРНОВ АРТЕМ СЕРГІЙОВИЧ

УДК 537.86+621.372.2+621.396

ДИСЕРТАЦІЯ
ПЕРЕЛАНТОВУВАНІ РЕЗОНАНСНІ ЕЛЕМЕНТИ НА ОСНОВІ
КОПЛАНАРНИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

Спеціальність 05.27.01 – твердотільна електроніка

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання чужих ідей,
результатів і текстів мають посилання на відповідне джерело



А.С. Чернов

Науковий керівник: Прокопенко Юрій Васильович, доктор технічних наук,
професор кафедри електронної інженерії

КИЇВ – 2021

АННОТАЦІЯ

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 методів мікромеханічного перелаштування частотних характеристик резонансних елементів на основі копланарних та щілинних ліній і встановленню закономірностей впливу їх геометричних та електрофізичних параметрів на частотні та енергетичні характеристики під час перелаштування.

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. Використання перелаштовуваних пристроїв надає можливість зміни активного частотного діапазону, в залежності від потреб, що дозволяє спростити процес проектування приладів шляхом зменшення кількості необхідних компонентів та зменшити масогабаритні показники приймально-передавальних пристроїв.

Аналіз існуючих методів перелаштування показує, що кожен з них має власні недоліки та переваги. Електричний метод є найрозповсюдженішим та найпростішим у реалізації, але його використання призводить до зростання внесених втрат через втрати керуючих елементів, що використовуються. Також, часто спостерігається спотворення форми частотних характеристик під час перелаштування. Магнітний та

оптичний методи вносять значно менше втрат у порівнянні з електричним методом та зберігають форму АЧХ, проте, потребують забезпечення зовнішнього магнітного поля або джерела світла, відповідно, що значно ускладнює виготовлення пристроїв з такими методами перелаштування та призводить до збільшення їх масогабаритних параметрів. Тепловий метод перелаштування не забезпечує плавної зміни частоти та є дуже чутливим до температури зовнішнього середовища, що суттєво обмежує сфери його застосування. Механічний спосіб перелаштування реалізується шляхом зміни положення частин пристроїв відносно один одного, що призводить до перерозподілу електромагнітного поля і, як наслідок, до зміни частотних характеристик. Головною перевагою такого методу є забезпечення плавної зміни частоти без внесення додаткових втрат при перелаштуванні та високе значення добротності. Разом з тим, керування частотою відбувається вручну або за допомогою двигунів, а необхідні переміщення перевищують декілька міліметрів, що ускладнює використання механічного методу в портативних пристроях. Мікромеханічний метод є поєднанням електричного та механічного методів і забезпечує широкий діапазон перелаштування та високе значення добротності. Необхідні переміщення складають десятки та сотні мікрометрів, що робить можливим використання МЕМС технологій або п'єзоактюаторів в ролі керуючих елементів, контроль яких відбувається шляхом зміни зовнішньої електричної напруги, а розміщення джерела зовнішньої напруги віддалено від резонансних елементів дозволяє уникнути внесення додаткових втрат під час перелаштування.

Резонатори на основі смужкових ліній знайшли широке застосування серед частото-селективних пристроїв завдяки своїм малим масогабаритними параметрами, дешевизною виготовлення та їх технологічності і сумісності з планарними компонентами та інтегральними схемами. Основними типами смужкових ліній є мікросмужкові лінії, копланарні лінії (КЛ) та щілинні лінії (ЩЛ). Головною перевагою копланарної лінії є розміщення сигнального та заземлюючого електрода на одній стороні підкладки, на відміну від мікросмужкової лінії, що

значно полегшує її інтеграцію у структури планарних компонентів, оскільки відсутня необхідність створення отворів у підкладинці для з'єднання сигнального та заземлюючих електродів.

Мікромеханічний спосіб перелаштування частотних характеристик резонаторів на основі смужкових ліній полягає в переміщенні рухомих частин резонаторів, що призводить до перерозподілу його електромагнітного поля. Оскільки, характер зміни розподілу електромагнітного поля має складний характер, такі процеси описуються за допомогою еквівалентних параметрів ліній, таких як ефективна діелектрична проникність, яка визначає довжину хвилі в лінії, та характеристичний опір, який визначає співвідношення між амплітудами електричного та магнітного поля. Ці параметри дозволяють визначати частоти резонансних елементів та зсув фази електромагнітної хвилі в фазообертачах. Регулювання ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору дозволяє змінювати робочу частоту або зсув фази, а, отже, отримати перелаштовувані пристрої НВЧ.

Для розрахунку еквівалентних параметрів КЛ, систему рівнянь Максвела зведено до однорідного рівняння Пуассона та розв'язано двовимірним методом скінченних елементів (МСЕ), який було адаптовано до поперечного перерізу інтегральної лінії передачі. Достовірність запропонованого методу підтверджується добрим узгодженням з експериментальними та літературними даними. Представлений метод не має обмежень щодо електрофізичних параметрів та форми складових частин ліній і може бути застосований для аналізу зміни ефективної діелектричної проникності, характеристичного опору та втрат у мікромеханічно перелаштовуваних КЛ.

Запропоновано методи перелаштування еквівалентних параметрів КЛ шляхом вертикального переміщення діелектричної пластини або сигнального електрода над поверхнею підкладинки. Досліджено вплив електрофізичних та геометричних параметрів КЛ на діапазон та чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень. Ефективна діелектрична проникність зменшується разом з віддаленням сигнального електрода або діелектричної пластини. Найбільша

чутливість зміни ефективної діелектричної проникності спостерігається для переміщень, які складають одиниці відсотків від висоти підкладинки КЛ, що для типових параметрів КЛ становить десятки та сотні мікрометрів, та забезпечують перелаштування ефективної діелектричної проникності на 60 і більше відсотків. Встановлено, що для методу перелаштування внаслідок переміщення сигнального електрода, зменшити необхідні переміщення та збільшити діапазон і чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень, можна шляхом зменшення ширини сигнального електрода або збільшення відносної діелектричної проникності чи висоти підкладинки. У випадку перелаштування діелектричною пластиною, вирішальну роль виконує пластина, а тому зростання діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності та чутливості її зміни до переміщень реалізується шляхом збільшення діелектричної проникності та висоти пластини або зменшення діелектричної проникності та висоти підкладинки.

Показано, що запропоновані методи перелаштування еквівалентних параметрів КЛ не вносять додаткових втрат у всьому діапазоні перелаштування, а втрати, що вносяться діелектричними та металевими складовими частинами КЛ, зменшуються разом з віддаленням сигнального електрода або діелектричної пластини. Фактори, що призводять до зростання діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності, зменшують діелектричні втрати, але збільшують металічні втрати.

Для розрахунку еквівалентної діелектричної проникності ЩЛ, у якій основним типом хвиль, що поширюється, є TE -тип, було запропоновано метод, в якому система рівнянь Максвелла зводиться до задачі на власні числа і власні вектори та розв'язується двовимірним МСЕ. Отримані значення ефективної діелектричної проникності добре узгоджуються з відомими літературними даними. Запропонований метод не має обмежень щодо форми частин ЩЛ та їх електрофізичних параметрів.

Представлено методи перелаштування ефективної діелектричної проникності ЩЛ шляхом переміщення діелектричної або металевої пластини над електродами

лінії та досліджено вплив електрофізичних і геометричних параметрів лінії на зміну ефективної діелектричної проникності. Встановлено, що ефективна діелектрична проникність зменшується разом зі зростанням висоти повітряного проміжку між електродами ЩЛ та діелектричною пластиною. Найбільша чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень спостерігається для висот повітряного проміжку, що становлять десятки мікрометрів і забезпечують перелаштування до 60 %. Підвищити чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини та розширити діапазон перелаштування можна внаслідок перерозподілу електричного поля в лінії на користь пластини, що досягається збільшенням діелектричної проникності та висоти пластини, зменшенням діелектричної проникності та висоти підкладки або зменшенням відстані між електродами. Фактори, що забезпечують розширення діапазону перелаштування призводять також до зростання втрат в лінії.

Визначено, що у випадку перелаштування внаслідок переміщення металевієї пластини, ефективна діелектрична проникність зростає разом з віддаленням пластини. Діапазон перелаштування ефективної діелектричної проникності становить від одиниці, коли електроди є закороченими металевією пластиною, до її значення за відсутності пластини. Зменшення необхідних переміщень металевієї пластини досягається внаслідок збільшення діелектричної проникності та висоти підкладки чи зближення електродів. Показано, що діелектричні та металічні втрати для методу перелаштування металевією пластиною мають протилежні тенденції. Віддалення металевієї пластини призводить до зростання діелектричних втрати, рівень яких, проте, не перевищує рівень втрат в звичайній ЩЛ у всьому діапазоні перелаштування, та зменшення металічних втрат. Фактори, що сприяють розширенню діапазону перелаштування, призводять до зростання рівня діелектричних втрат. Металічні втрати, для переміщень, що становлять десятки мікрометрів, залежать лише від відстані між електродами, зменшення якої, веде до їх зростання. Встановлено, що для цього методу перелаштування, загальний рівень металічних втрат значно вищий ніж у випадку переміщення діелектричної пластини,

тому важливо виготовляти електроди ЩЛ та металеву пластину із матеріалів з високою електропровідністю.

Запропоновано структури мікромеханічно перелаштовуваних щілинних резонаторів на основі КЛ і досліджено вплив їх геометричних та електрофізичних параметрів на перелаштування резонансної частоти. Частотні характеристики запропонованих резонаторів мають форму смуго-загороджуючих фільтрів. Представлено схемні моделі резонаторів на основі теорії кіл з розподіленими параметрами, достовірність яких підтверджена добрим узгодженням результатів моделювання з тривимірним МСЕ. Запропоновано методи перелаштування резонансної частоти шляхом вертикального переміщення діелектричних або металевих поверхонь над електродами резонатора, які дозволяють досягти зміни резонансної частоти на 80% для переміщень, які становлять десятки мікрометрів. Визначено, що шляхи розширення діапазону перелаштування резонансної частоти та підвищення чутливості її зміни до переміщень співпадають з факторами покращення перелаштування ЩЛ. Форма частотних характеристик резонаторів не спотворюється у всьому діапазоні перелаштування.

Представлено структуру мікромеханічно перелаштовуваного шлейфового резонатора на основі КЛ, зміна резонансної частоти якого, відбувається внаслідок контролю висоти повітряного проміжку між електродами шлейфа та діелектричною пластиною. Зміна висоти повітряного проміжку до декількох сотень мікрометрів забезпечує перелаштування резонансної частоти до 60%. Підвищити чутливість перелаштування резонансної частоти до зміни висоти повітряного проміжку можна шляхом збільшення або зменшення діелектричної проникності пластини та підкладинки відповідно. Представлено схемні моделі шлейфового резонатора на основі теорії кіл з розподіленими параметрами, які дозволяють зменшити необхідні обчислювальні затрати при проектуванні таких резонаторів та спростити аналіз впливу параметрів конструкції на характеристики резонатора.

Запропоновано структуру перелаштовуваної антени з використанням щілинного резонатора, який вбудовано у фідер антени. Щілинний резонатор

виконує роль фільтра. Зміна частоти фільтра відбувається за рахунок переміщення металевих поверхонь, які закріплено на діелектричну пластину з низьким значення діелектричної проникності, над щілинами у спільному електроді, що призводить до змін резонансної частоти антени. Для переміщення металевих поверхонь використовується стрічка іонно полімерного металевого композиту, яка змінює свою форму внаслідок прикладання зовнішньої напруги. Прикладання напруги до 5 В дозволяє досягти переміщення рухомої частини антени більше ніж на 2 мм, що забезпечує зміну резонансної частоти на 130%.

Наукова новизна роботи полягає в наступному:

1. 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.

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

3. Запропоновано мікромеханічний метод перелаштування резонансних частот копланарних резонаторів внаслідок зміни ефективної діелектричної проникності та характеристичного опора шлейфів, які сформовано у спільному та сигнальному електродах, що забезпечує високодобротну зміну частоти до 80% переміщенням 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 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 лініях 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 еквівалентних 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 вимірювальні платформи для тестування систем бездротового зв'язку в компанії "Теском", Республіка Корея, як компоненти для перелаштовуваних частото-селективних приймально-передавальних схем.

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

Список публікацій здобувача:

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 мікросмушкових 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)*, Kiev, 2016, pp. 30-33.

9. А. С. Чернов, Ю. В. Прокопенко, «Перелаштовувані смугово-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.

ABSTRACT

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 frequency characteristics of resonant elements based on coplanar and slot lines and establishment of influence of resonant elements' geometrical and electrophysical parameters on their frequency and energy characteristics during tuning.

New telecommunication devices should be able to exchange data between both each other and cloud services. This leads to the improvement of existing and emergence of new

wireless telecommunication standards, which operate in different frequencies and have several bands. Modern telecommunications and radio devices must be able to tune the operating frequency to work in required frequency bands and provide electromagnetic compatibility with other systems. The use of tunable devices allows changing the active frequency range and simplifies the designing process by reducing the number of required components and decreasing the transceiver's weight and size.

Analysis of existing tuning methods shows that each method has its disadvantages and advantages. The electric method is the most common and easiest to implement, but its use leads to an increase in losses due to the loss of controls used. Also, there is often a distortion of the frequency characteristics shape during the tuning. Magnetic and optical methods cause much less loss compared to the electric method and retain the shape of the frequency response. However, these methods require an external magnetic field or a light source, which greatly complicates the manufacture of devices and increases their weight and size. The thermal frequency tuning method does not provide a smooth change of the operating frequency and is very sensitive to ambient temperature, which significantly limits its scope. The mechanical tuning method is realized by changing the position of the device's parts relative to each other, which leads to a redistribution of the electromagnetic field and, as a consequence, to a change in frequency characteristics. The main advantage of this method is the absence of additional losses during tuning and a high quality factor. However, the frequency is controlled manually or by motors, and the required displacements exceed a few millimetres, making it impossible to use the mechanical method in portable devices. The micromechanical method is a combination of electrical and mechanical methods and provides a wide tuning range and high quality factor. The required displacements are tens and hundreds of micrometres, which makes it possible to use MEMS technologies or piezo actuators as control elements. The state of control elements is controlled by changing the external voltage, placing the source of which away from resonant elements avoids additional losses during tuning.

Resonators based on strip lines are widely used among frequency-selective devices due to their small weight and size parameters, low cost of manufacture and their

compatibility with planar components and integrated circuits. The main advantage of the coplanar line is the placement of the signal and ground electrode on one side of the substrate, which greatly facilitates its integration into the structure of planar components, as there is no need to create holes in the substrate to connect the signal and ground electrodes.

The micromechanical frequency tuning method of resonators based on the strip lines is to move parts of the resonators, which leads to the redistribution of its electromagnetic field. Due to the complexity of electromagnetic field distribution nature, the redistribution processes are described using equivalent line parameters, such as effective dielectric permittivity, which determines the wavelength in the line, and characteristic impedance, which determines the relation between electric and magnetic field amplitudes. These parameters allow determining the frequencies of resonant elements and the phase shift of the electromagnetic wave. Control of the effective dielectric permittivity and the characteristic impedance allows to change the operating frequency or phase shift, and, consequently, to obtain tunable microwave devices.

To calculate the equivalent parameters of the coplanar line, the system of Maxwell's equations was reduced to a homogeneous Poisson equation and solved by the two-dimensional finite element method (FEM) applied to the cross-section of the integral transmission line. The reliability of the proposed method is confirmed by good agreement with experimental and literature data. The presented method has no restrictions on the electrophysical parameters and shape of the line's components and can be used to analyze the change in effective dielectric permittivity, characteristic impedance and losses in the micro mechanically tunable coplanar lines.

Methods for tuning the equivalent parameters of the coplanar line by vertical movement of the dielectric plate or signal electrode above the dielectric substrate were proposed. The influence of electrophysical and geometrical parameters of the coplanar line on the tuning range and sensitivity of effective dielectric permittivity's change to displacements was investigated. The effective dielectric permittivity decreases with the distancing of the signal electrode or dielectric plate. The highest sensitivity of effective

dielectric permittivity's change is observed for displacements that are tens percentage of the substrate's height, which are tens and hundreds of micrometres for typical coplanar line's parameters. The tuning range of the effective dielectric permittivity is about 60% or more. It has been found that for the tuning method by the signal electrode lifting, reduction the required displacements and increasing the range and sensitivity of effective dielectric permittivity's change is possible by reducing the signal electrode's width or increasing the substrate relative dielectric permittivity. In the case of dielectric plate movement, the plate plays a crucial role, and therefore the increase in the tuning range of effective dielectric permittivity and the sensitivity of its change to displacement is realized by increasing the dielectric permittivity and height of the plate or decreasing dielectric permittivity and height of the substrate.

It was shown that the proposed tuning methods do not bring additional losses in the entire tuning range. Moreover, losses caused by dielectric and metal parts of the tunable coplanar line decreasing with the signal electrode or dielectric plate removal. The ways for enhancing of tuning range also leads to the reduction of losses caused by dielectric parts of the line and increasing of losses caused by metal parts of the line.

The method for calculation of the slot line's effective dielectric permittivity for the *TE*-mode was proposed. The method is based on the reduction of the system of Maxwell's equations to the problem of eigenvalues and eigenvectors solved by two-dimensional FEM. The obtained values of effective dielectric permittivity are in good agreement with the well-known literature data. The proposed method has no restrictions on the shape of the slot line's parts and their electrophysical parameters.

Method for tuning the slot line's effective dielectric permittivity by lifting the dielectric or metal plate above the electrodes was presented. The influence of electrophysical and geometric parameters of the line on the change of the effective dielectric permittivity was investigated. It was found that the effective dielectric permittivity decreases with increasing distance between the electrodes and the dielectric plate. The highest sensitivity of the effective dielectric permittivity's change to the displacement of the dielectric plate is observed for the heights of the air gap, which are

tens of micrometres and provide tuning up to 60%. It is possible to increase the sensitivity of the effective dielectric permittivity's change to displacement and to expand the tuning range due to redistribution of the electric field in the line in favour of the plate, which is achieved by increasing plate's dielectric permittivity and height or decreasing substrate's dielectric permittivity and height. The ways that expand the tuning range also lead to an increase in the line's losses. It is found that in the case of tuning by lifting the metal plate, the effective dielectric permittivity increases with the removal of the plate. The effective dielectric permittivity's tuning range is from one, when the electrodes are shorted by the metal plate, to its value in the absence of the plate. The reduction of the required displacements of the metal plate is achieved due to the increase in the substrate's dielectric permittivity and height or decrease the distance between the electrodes. It is shown that the losses caused by dielectric and metal parts of the line have opposite tendencies. Increasing distance between the metal plate and electrodes leads to an increase in losses caused by the dielectric parts, the level of which, however, does not exceed the level of losses in the line without the metal plate. Losses caused by metal parts decreases during tuning and depends only on the distance between electrodes. The level of metallic losses is significantly higher for the tuning method by lifting the metal plate comparing to the tuning method by moving the dielectric plate. Thus, it is important to use materials with high electrical conductivity for the metal plate and electrodes production.

The structures of micro mechanically tunable slot resonators based on the coplanar line were proposed. The influence of the resonator's geometric and electrophysical parameters on the resonant frequency tuning was investigated. The frequency characteristics of the proposed resonators have the form of band-stop filters. The equivalent models of resonators based on the circuit theory for distributed parameter line were presented. The results obtained by the presented model shows good agreement with the results obtained by 3D FEM. Method for resonant frequency tuning by vertical movement of dielectric or metal plates over the resonator electrodes is proposed. This method allows achieving a resonant frequency change up to 80% for displacements of tens of micrometres. It was found that the ways of enhancing the tuning range and increasing

the sensitivity of resonant frequency change to displacements coincide with the ways of improving the tuning of the slot line's equivalent parameters. The shape of the resonators frequency characteristics is not distorted during tuning.

The structure of a micro mechanically tunable stub resonator based on the coplanar line was presented. The change of the resonant frequency is performed by lifting the dielectric plate above the electrodes of the stub. Changing the air gap height to several hundred micrometres provides the resonant frequency tuning up to 60%. It is possible to increase the sensitivity of the resonant frequency tuning to the change in the air gap height by increasing or decreasing the dielectric permittivity of the plate and the substrate, respectively. An equivalent model of the stub resonator based on the circuit theory for distributed parameter line is presented. Using equivalent model allows to reduce the required computational costs in the design of such resonators and to simplify the analysis of the influence of resonator's parameters on its characteristics.

The structure of the tunable filtenna with the slot resonator built into the antenna feeder was proposed. The slot resonator acts as a filter. The change in the filter's resonant frequency is realized by the movement of metal surfaces fixed on a dielectric plate with a low value of dielectric permittivity over the slots in the ground electrode and leads to changes in the resonant frequency of the antenna. A strip of ionic polymer-metal composite (IPMC) is used to move metal surfaces. IPMC strip changes its shape under an applied voltage. Applying a voltage of up to 5 V allows lifting the moving part of the antenna by more than 2 mm, which provides a change in resonant frequency by 130%.

The scientific novelty of the thesis is as follows:

1. A method for calculating the effective dielectric permittivity and characteristic impedance of TE-types of slot line oscillations based on the reduction of the electrodynamic problem to the problem of eigenvalues and eigenvectors and its solution by the two-dimensional finite element method is developed.

2. A method for tuning the effective dielectric permittivity of coplanar and slot lines is proposed, which is based on the redistribution of the electromagnetic field of lines due to micro movements of a dielectric or metal plate or electrode.

3. A micromechanical method for tuning the resonant frequencies of coplanar resonators due to changes in effective dielectric permittivity and characteristic impedance of the stubs formed in the ground and signal electrodes is proposed, which provides high-quality frequency change up to 80% by moving control elements within 100 μm .

The practical significance of the obtained results is:

1. The proposed methods were used to develop the software for calculation of effective dielectric permittivity, characteristic impedance and losses in the coplanar and slot lines depending on constructive parameters of the reconfigured lines that allows simplifying designing of devices on their basis is created.

2. Equivalent models of slot and stub resonators based on slot and coplanar transmission lines were developed, which allow simplifying the analysis and design of tunable devices based on them.

3. The dependences of the influence of coplanar and slot lines electrophysical and geometrical parameters on their equivalent parameters tuning are obtained, which allows designing micro mechanically tunable resonant elements based on them with minimal displacements required to achieve a certain range of resonant frequency tuning.

4. The design of a tunable antenna with the slot resonators, which acts as a filter element built into the antenna feeder, is proposed.

5. The results of the research were implemented in measuring platforms for testing wireless communication systems at Tescom, Republic of Korea, as components for tunable frequency-selective transceiver circuits.

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

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ.....	21
ВСТУП.....	22
РОЗДІЛ 1. МЕТОДИ ПЕРЕЛАСХТУВАННЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАТОРІВ НВЧ	29
1.1 Методи перелаштування резонаторів НВЧ.....	29
1.2 Особливості резонаторів на основі смужкових ліній.....	43
1.3 Висновки до розділу.....	47
РОЗДІЛ 2. ЕКВІВАЛЕНТНІ ПАРАМЕТРИ МІКРОПЕРЕЛАСХТОВУВАНИХ КОПЛАНАРНИХ ЛІНІЙ	49
2.1 Метод розрахунку еквівалентних параметрів копланарної лінії	50
2.2 Експериментальне вимірювання еквівалентних параметрів	61
2.3 Похибка вимірювання ефективних параметрів КЛ.....	69
2.4 Вплив топологічних параметрів КЛ на чутливість до переміщень та діапазон зміни еквівалентних параметрів.....	72
2.4.1 Перелаштування ефективної діелектричної проникності за рахунок переміщення сигнального електрода КЛ	72
2.4.2 Перелаштування ефективної діелектричної проникності КЛ внаслідок переміщення діелектричної пластини над електродами	78
2.5 Втрати в мікромеханічно перелаштовуваних копланарних лініях.....	84
2.5.1 Діелектричні втрати при перелаштуванні внаслідок переміщення сигнального електрода	86
2.5.2 Металічні втрати при перелаштуванні внаслідок сигнального електрода	89
2.5.3 Діелектричні втрати при перелаштування внаслідок переміщення пластини.....	91
2.5.4 Металічні втрати при перелаштуванні внаслідок переміщення пластини	95
2.6 Висновки до розділу.....	98

РОЗДІЛ 3. ЕКВІВАЛЕНТНІ ПАРАМЕТРИ МІКРОПЕРЕЛАСТОВУВАНИХ ЩІЛИННИХ ЛІНІЙ	101
3.1 Метод розрахунку еквівалентних параметрів щілинної лінії	102
3.2 Вплив геометричних та електрофізичних параметрів на зміну ефективної діелектричної проникності перелаштовуваних ЩЛ	108
3.2.1 Перелаштування ефективної діелектричної проникності ЩЛ внаслідок переміщення діелектричної пластини	108
3.2.2 Перелаштування ефективної діелектричної проникності ЩЛ внаслідок переміщення металеві пластини	113
3.3 Втрати в мікромеханічно перелаштовуваних ЩЛ	118
3.3.1 Діелектричні втрати в ЩЛ при перелаштуванні внаслідок переміщення діелектричної пластини	118
3.3.2 Діелектричні втрати в ЩЛ при перелаштуванні внаслідок переміщення металеві пластини	122
3.3.3 Металічні втрати в ЩЛ при перелаштуванні внаслідок переміщення діелектричної пластини	125
3.3.4 Металічні втрати в ЩЛ при перелаштуванні внаслідок переміщення металеві пластини	128
3.4 Висновки до розділу	131
РОЗДІЛ 4. МІКРОМЕХАНІЧНО ПЕРЕЛАСТОВУВАНІ РЕЗОНАТОРИ НА ОСНОВІ КОПЛАНАРНОЇ ЛІНІЇ	135
4.1 Мікромеханічно перелаштовувані щілинні резонатори у спільному електроді копланарної лінії	135
4.1.1 Однорідний щілинний резонатор	135
4.1.2 Неоднорідний щілинний резонатор	143
4.1.3 Перелаштування неоднорідного щілинного резонатора	148
4.2 Мікромеханічно перелаштовуваний шлейфовий резонатор на основі копланарної лінії	155
4.3 Застосування щілинних резонаторів в перелаштовуваних антенах	159

4.4 Висновки до розділу.....	165
ВИСНОВКИ З РОБОТИ	168
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	170
ДОДАТОК А СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ.....	191
ДОДАТОК Б.....	193

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

КЛ – копланарна лінія

МЕМС – мікромеханічна система

МСЕ – метод скінченних елементів

НВЧ – надвисокі частоти

ЩЛ – щілинна лінія

TE – поперечна електрична мода

ВСТУП

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 найрозповсюдженішим 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 [1], 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 масо-габаритні 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 масо-габаритні 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 підкладки, роблять її привабливим вибором для використання у структурах поверхневих управляючих компонентів (SMD), оскільки, відсутня необхідність створення додаткових отворів в об'ємі підкладки 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 [2], [4] та варактори [5], [6], 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 [7] та оптичний [8] 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 [9], 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 [10] 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 КЛ та 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 є продовженням робіт, що проводилися кафедрою електронної інженерії факультету електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського».

Частина результатів, представлених в роботі, була отримана 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. Черновим А.С. 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".

Дослідження проводилися відповідно до програми наукових досліджень кафедри електронної інженерії, 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.

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.

Методи дослідження включають 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. 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.

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

3. Запропоновано мікромеханічний метод перелаштування резонансних частот копланарних резонаторів внаслідок зміни ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору шлейфів, які сформовано у спільному та сигнальному електродах, що забезпечує високодобротну зміну частоти до 80% переміщенням 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 лініях 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 вимірювальні 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 [11] проведено розрахунок частотних характеристик фільтрів на основі смужкових ліній тривимірним методом скінченних елементів; у роботах [12], [18] 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 [13] 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 [14], [15] проведено розрахунок частот резонаторів тривимірним методом скінченних елементів для різних геометричних та електрофізичних параметрів; [16], [21], [24] запропоновано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору TE -моди в щілинній лінії; у роботах [17], [23] досліджено вплив електрофізичних та геометричних

параметрів перелаштовуваної КЛ на втрати електромагнітної енергії під час перелаштування; у роботах [19], [20] розроблено конструкції перелаштовуваних фільтрів на основі КЛ та досліджено вплив параметрів фільтрів на діапазон перелаштування центральної частоти; у роботі [22] розроблено та досліджено методи мікромеханічного перелаштування копланарної лінії передачі.

Матеріали публікацій [14-16, 21, 24] 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 [11–17] 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 [18–24].

Розділи дисертації. 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.

РОЗДІЛ 1. МЕТОДИ ПЕРЕЛАСХТУВАННЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАТОРІВ НВЧ

Невпинний розвиток телекомунікаційних технологій призводить, як до вдосконалення вже існуючих стандартів бездротового зв'язку, так і до появи нових, кожен з яких працює у різному частотному діапазоні, які постійно розширюються. Сучасні телекомунікаційні та радіотехнічні пристрої повинні мати змогу оперативного перелаштування частоти, як для можливості роботи у різних частотних діапазонах, так і для забезпечення електромагнітної сумісності з іншими системами. Ця проблема може бути вирішена багатьма способами, кожен з яких має свої переваги та недоліки. Тому в даному розділі розглядаються та порівнюються існуючі способи перелаштування частотних характеристик.

Резонатори на основі смужкових ліній широко застосовуються в приймально-передавальній та селективній апаратурі в якості фазообертачів, антен та фільтрів. Головною їх перевагою є малі масо-габаритні параметри та низька вартість виготовлення, а завдяки сумісності з планарною технологією їх часто використовують для створення зв'язків між компонентами сучасних НВЧ пристроїв. Крім того, для резонаторів на основі смужкових ліній передач можна застосувати більшість відомих способів перелаштування частоти. Серед смужкових ліній передачі виділяють 3 основні типи: мікросмужкова, копланарна та щілинна, які відрізняються своєю конструкцією та типом хвилі, що поширюється в лінії [25]. Всі інші види ліній є, так чи інакше, поєднанням трьох вищезгаданих ліній. Тому в роботі розглядаються особливості методів створення резонаторів на основі смужкових ліній та процесів перелаштування їх частотних характеристик.

1.1 Методи перелаштування резонаторів НВЧ

На сьогодні існує багато методів перелаштування частотних характеристик резонаторів НВЧ, кожен з яких має свої переваги і недоліки. Обрати метод реалізації

перелаштування частотних характеристик резонаторів можна базуючись на критеріях, які висуваються до таких пристроїв:

- максимальний діапазон перелаштування
- рівень втрат в смузі пропускання та рівень резекції в смузі затухання
- Форма АЧХ під час перелаштування
- Складність реалізації методу

Одним з способів класифікації методів перелаштування частотних характеристик є розділення їх за фізичними явищами, які стоять за ними:

- електричний;
- магнітний;
- оптичний;
- тепловий;
- механічний;
- мікромеханічний.

Електричний метод перелаштування частоти полягає в зміні характеристик або робочого режиму контролюючих елементів внаслідок прикладання напруги зміщення. Даний метод є одним із найпопулярніших і найрозповсюдженіших за рахунок простоти реалізації. В якості керуючих елементів найчастіше виступають *p-i-n* діоди [2–4], варактори [5, 6, 26, 27] та інші напівпровідникові компоненти. Головним недоліком використання *p-i-n* діодів є відсутність плавного перелаштування частоти, та відносно малий діапазон перелаштування. В роботі [4], за рахунок шести *p-i-n* діодів, реалізовано перелаштовувану антенну, яка має два основні режими роботи, широкосмуговий та вузькосмуговий. Зміна режиму роботи антени та центральна частота контролювались шляхом зміни станів діодів. Діапазон перелаштування центральної частоти становив 20 %, але антенна мала лише три чітко визначенні центральні частоти для кожного режиму.

Забезпечити плавність перелаштування частоти можна шляхом використання варакторів замість *p-i-n* діодів. Варактори відіграють роль конденсаторів зі змінною ємністю, що контролюється зовнішньою напругою. Цікавим рішенням є поєднання

діодів та варакторів. Так автори роботи [28] запропонували конструкцію фільтра, в якому $p-i-n$ діоди відповідають за режим роботи, змінюючи його зі смуго-загороджуючого на смуго-пропускаючий і навпаки. Прикладання напруги зміщення до варакторів призводить до перелаштування центральної частоти фільтра, яка змінюється від 0.95 ГГц до 1.35 ГГц. Рівень внесених втрат в смузі пропускання смуго-загороджуючого фільтра склав більше ніж -5 дБ. В роботі [29], використання варакторів дозволило забезпечити зміну частоти антени від 3.9 ГГц до 4.82 ГГц, за максимального значення напруги зміщення 42 В.

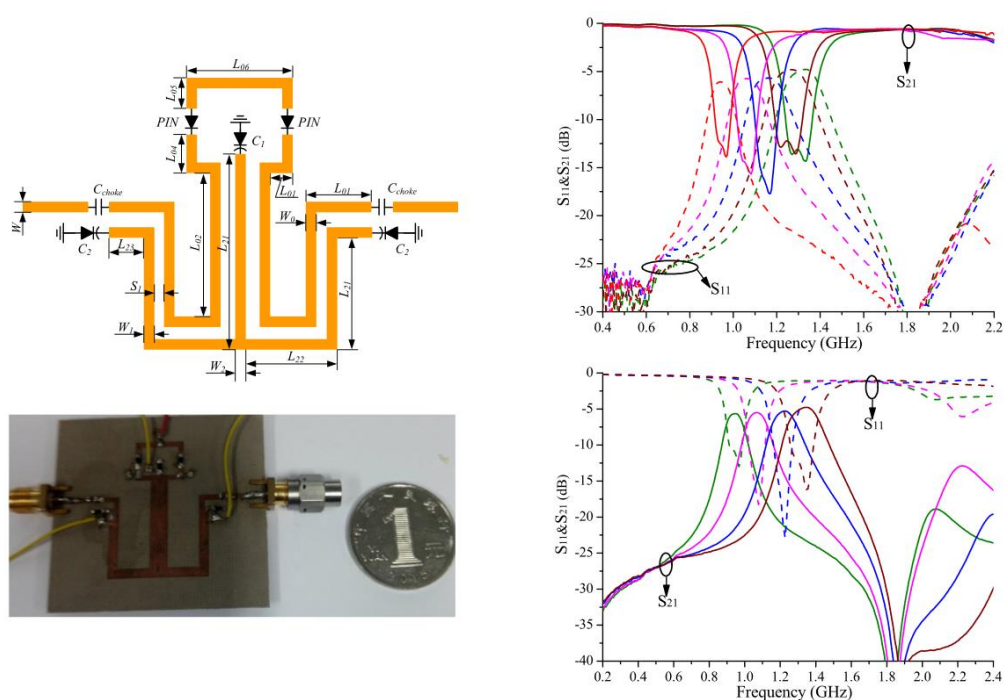


Рис. 1.1. Структура та фото виготовленого перелаштовуваного фільтра і його частотні характеристики для двох режимів роботи, смуго-загороджуючого і смуго-пропускаючого (відтворено з [28])

Цікавим варіантом створення перелаштовуваних резонаторів є використання рідких кристалів [30-35]. Рідкі кристали – це діелектричні матеріали з анізотропними характеристиками, які можуть бути згруповані в три різні мезофази. Ці мезофази можна розділити за орієнтацією та позиційним порядком на нематичну, сметову та холестеричну [36]. Нематична фаза є найбільш часто використовуваною фазою рідких кристалів на надвисоких частотах і характеризується такою

орієнтацією молекул стрижневої форми, що призводить до сильно анізотропного тензора діелектричної проникності. Прикладання зовнішньої напруги призводить до переорієнтації молекул, і, як наслідок, до зміни тензора, а, отже, і ефективної діелектричної проникності матеріалу. В роботі [37] представлено смуго-пропускаючий фільтр на основі кільцевого резонатора. Підкладинка резонатора мала багат шарову структуру, один з шарів якої був виконаний з рідкого кристалу.

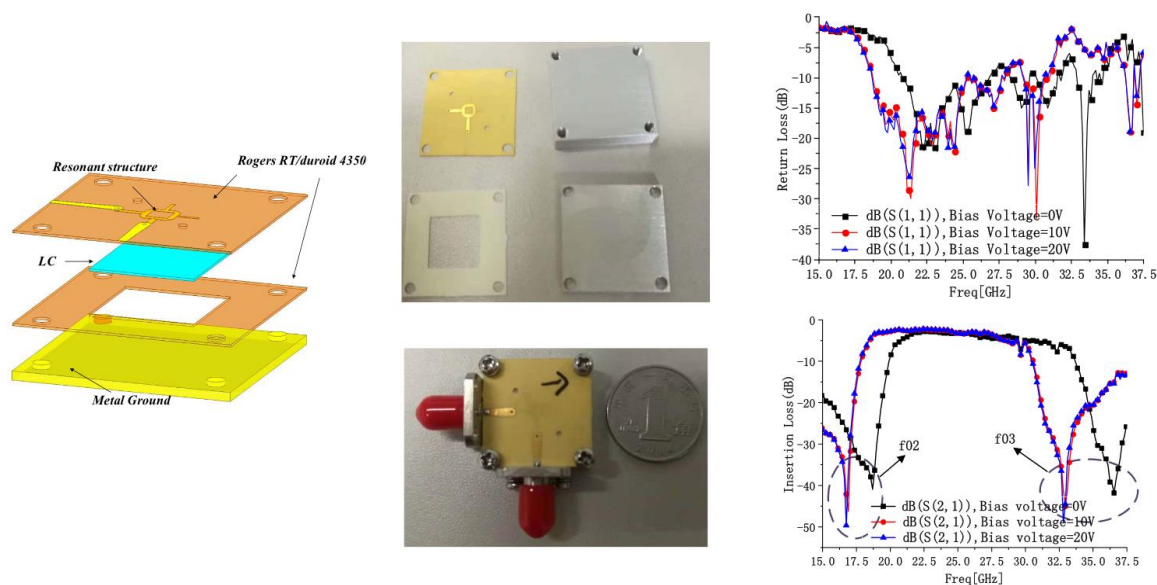


Рис. 1.2. Структура та фото виготовленого фільтра з використання рідких кристалів та його частотні характеристики (відтворено з [37])

Прикладання зовнішньої напруги викликало зміну діелектричної проникності рідкого кристалу та перелаштування частотних характеристик фільтра. Ефективна діелектрична проникність рідкого кристала змінювалась від 2.4 до 3.6 за напруги зміщення до 40 В. Максимальний діапазон перелаштування центральної частоти склав 12 %. Спотворення форми АЧХ під час перелаштування не спостерігалось.

Суть магнітного методу перелаштування полягає в зміні магнітної проникності матеріалу внаслідок впливу зовнішнього магнітного поля. Для цього підкладинки пристроїв виготовляють з феритів, феромагнітних матеріалів, які є чутливими до такого впливу. Такі пристрої можуть забезпечити як плавне перелаштування, так і працювати в двох чітко визначених режимах [38]. В якості магнітно-чутливого матеріалу часто використовують залізо-ітрієвий гранат (ЗІГ)

[7, 39, 40]. Саме використання ЗІГ, для створення перелаштовуваної антени, запропонували автори роботи [41]. Антена представляє собою мікросмужкову антенну, резонансу частоту якої визначають головним чином розміри самої антени та щілини у заземлюючому електроді. Для забезпечення зміни частоти, на краях підкладинки антени було вбудовано ЗІГ пластини. Прикладання зовнішнього магнітного поля призводило до зміни магнітної проникності ЗІГ пластин, а, отже, і до розподілу електромагнітного поля та перелаштування частоти. Діапазон перелаштування центральної частоти антени склав близько 11% для магнітного поля зі значенням індукції від 0 Т до 0.335 Т. Недоліком такої антени є зменшення коефіцієнту підсилення антени разом зі зростанням напруженості зовнішнього магнітного поля, яке спричинене магнітним демпфуванням феритних матеріалів. Головною ж перевагою запропонованого методу є незмінність діаграми направленості під час перелаштування. Саме це і робить застосування ЗІГ привабливим вибором при проектуванні перелаштовуваних антен [42].

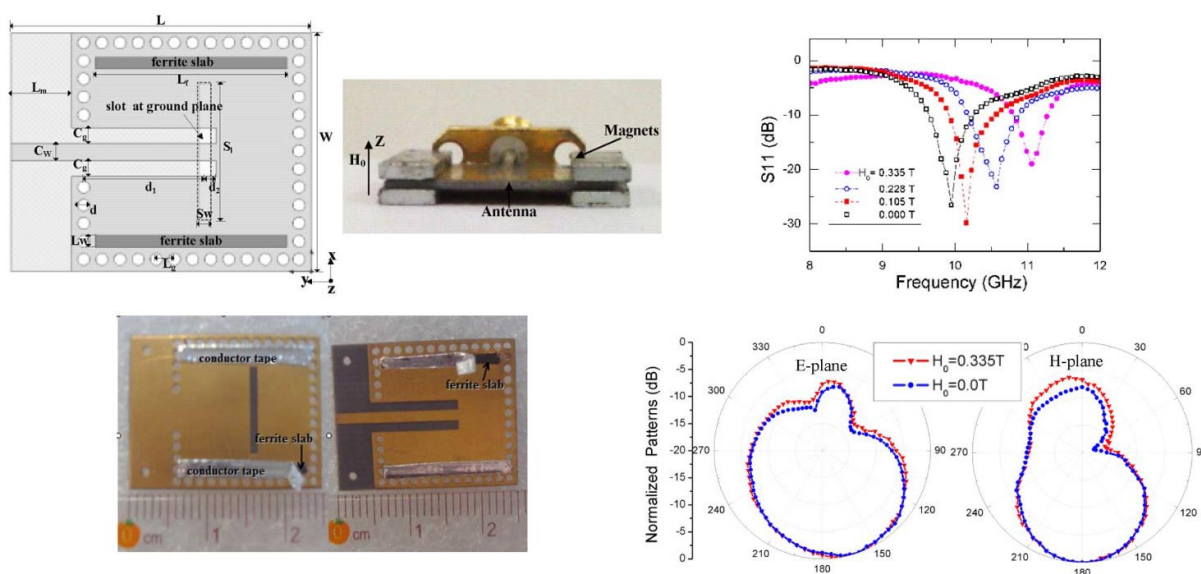


Рис. 1.3. Структура та фото виготовленої перелаштовуваної антени з використання ЗІГ пластин та її характеристики (відтворено з [41])

Одним із способів розшири діапазон перелаштування є використання магнітно чутливих матеріалів не як окремих частин, які інтегровано в підкладинку, а виготовлення підкладинки повністю з ЗІГ. Так, в роботах [43] та [44] представлено

перелаштовувані фільтри з підкладинками на основі ЗІГ, в яких діапазон перелаштування склав 16 % та 26 %, відповідно. Проте, всі пристрої на основі ЗІГ мають спільний недолік, збільшення напруженості магнітного поля призводить до зниження рівня зворотних втрат для резонансної частоти в антені та внесених втрат в смузі загородження для фільтрів, що обмежує можливість створення високочастотних пристроїв з широким діапазоном перелаштування.

Цікавий варіант реалізації магнітного перелаштування представлено в роботі [45], де в якості магнітно-чутливого матеріалу використовують не ЗІГ, а ферромагнітну рідину. Автори запропонували конструкцію смуго-загороджуючого шлейфового фільтра на основі мікросмужкової лінії, в якому рідину розміщено у підкладинці в області шлейфа. Структура такого фільтра та його частотні характеристики представлено на рис. 1.4. Фільтр складався з двох тонких діелектричних підкладінок, на які нанесено сигнальний та заземлюючий електроди. Між ними розміщувалась діелектрична підкладинка з такого ж матеріалу, але з більшою товщиною, та порожниною, що була утворена в області шлейфу. Порожнина частково наповнювалась ферромагнітною рідиною.

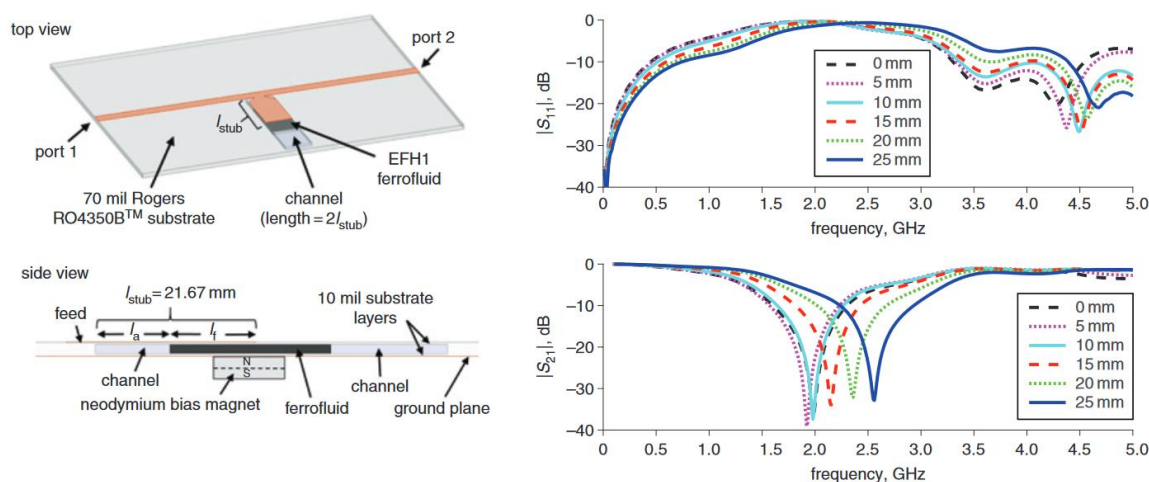


Рис. 1.4. Структура та частотні характеристики перелаштовуваного смуго-загороджуючого фільтра з ферромагнітною рідиною (відтворено з [45])

Рухаючи магніт біля поверхні шлейфу, змінювалась позиція рідини, і, як наслідок, довжина повітряної області порожнини, що і призводило до зміни

параметрів шлейфу і частотних характеристик фільтра. Фактично даний спосіб є поєднанням магнітного та механічного способів перелаштування.

Менш популярним ніж електричний та магнітний методи перелаштування є оптичний, суть якого полягає в зміні характеристик пристроїв шляхом впливу зовнішнього джерела світла на фото чутливі елементи. Найпопулярнішим рішенням для такого способу керування виступають фото діоди [8], [46-48]. Принцип дії перелаштовуваних пристроїв з використанням фото діодів схожий на електричний спосіб з використанням *p-i-n* діодів, а тому і має однакові недоліки. Оскільки, фото діоди мають два чітко визначені стани і працюють як перемикачі [49, 50], то стає неможливим забезпечити плавне перелаштування частоти. Для збільшення кількості визначених резонансних частот в роботах [8] та [48] використовували декілька фотодіодів, які змінювали електричну довжину шлейфів фідера антени та смугозагороджувачого фільтра, відповідно. Діапазон перелаштування частоти фільтра склала 13%, а антени близько 20%.

Для досягнення плавної зміни частоти внаслідок оптичного перелаштування, автори роботи [51] використовували плівку напівпровідникового полімеру РЗНТ в якості оптично контрольованого елемента. Під впливом зовнішнього освітлення змінювалось значення діелектричної проникності плівки полімеру в залежності від інтенсивності освітлення. Так за відсутності освітлення діелектрична проникність становила 3.17, а під дією випромінювання зменшувалась до 2.72. Одночасно з цим спостерігалось зростання тангенса кута діелектричних втрат, від 0.02 до 0.12. Для створення перелаштовуваної антени, металеву пластину класичної патч-антени замінювали на плівку полімеру.

Діапазон зміни резонансної частоти склав 950 МГц та 1.95 ГГц для антен з різною геометрією плівки полімеру. Головним недоліком використання напівпровідникового полімеру є зниження коефіцієнту підсилення антени та ефективності випромінювання приблизно в 2 рази у порівнянні з аналогічними антенами, в яких використовувалась мідні пластини.

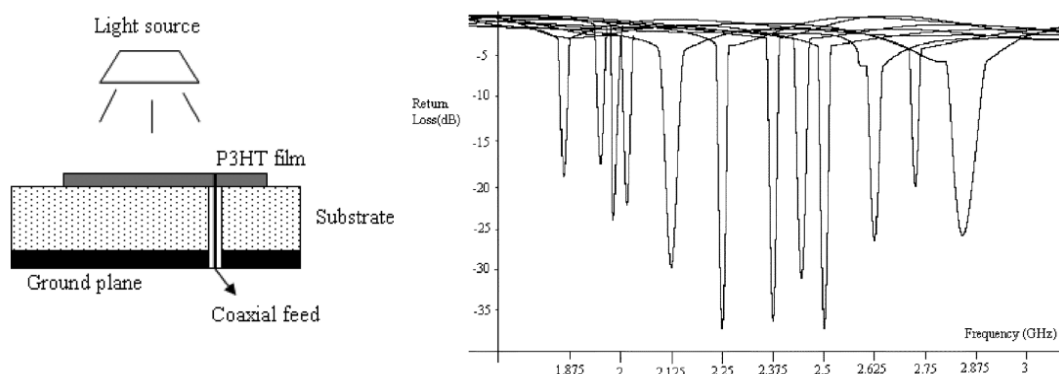


Рис. 1.5. Структура та частотні характеристики оптично перелаштовуваної антени з використанням напівпровідникового композиту (відтворено з [51])

В роботах запропоновано тепловий метод перелаштування резонансної частоти частото-селективних пристроїв [52, 53]. Головною причиною зміни частоти є чутливість елементів пристрою до значення їх температури, що може проявлятися в зміні розмірів елементу [54], внаслідок термічного розширення, або зміни його фізичних властивостей [52-55]. Залежно від способу контролю температури, тепловий метод можна розділити на електро-тепловий [56], в якому зміна температури досягається за рахунок прикладання зовнішньої напруги, або оптично-тепловий [57], коли температури змінюється під впливом освітлення. Слід зазначити, що тепловий метод перелаштування частоти є складним у реалізації для смужкових резонаторів, оскільки, частини ліній нагріваються під час роботи, що ускладнює контроль температури. Тим не менш, автори роботи [58] представили перелаштовуваний смуго-загороджуючий фільтр на основі КЛ з щілинами у спільному електроді. В центрі щілини у спільному електроді знаходилась розділена на дві частини металева смужка спіралеподібної форми. Частини смужки з'єднувались плівкою оксиду ванадію VO_2 , яка змінює свої властивості в залежності від температури. За кімнатної температури $20\text{ }^\circ\text{C}$, плівка має властивості діелектрика, а, отже розділяє смужку на окремі частини. За температури вище $63\text{ }^\circ\text{C}$, плівка поводить себе як метал і з'єднує окремі частини. Зміна довжини стрічки призводить до зміни індуктивності, а, отже, і частоти. Оскільки, плівка має лише 2 чітко визначені стани, то вона виступає перемикачем і не може забезпечити плавне

перелаштування частоти. Діапазон зміни частоти склав 19% за зміни температури 80 °С.

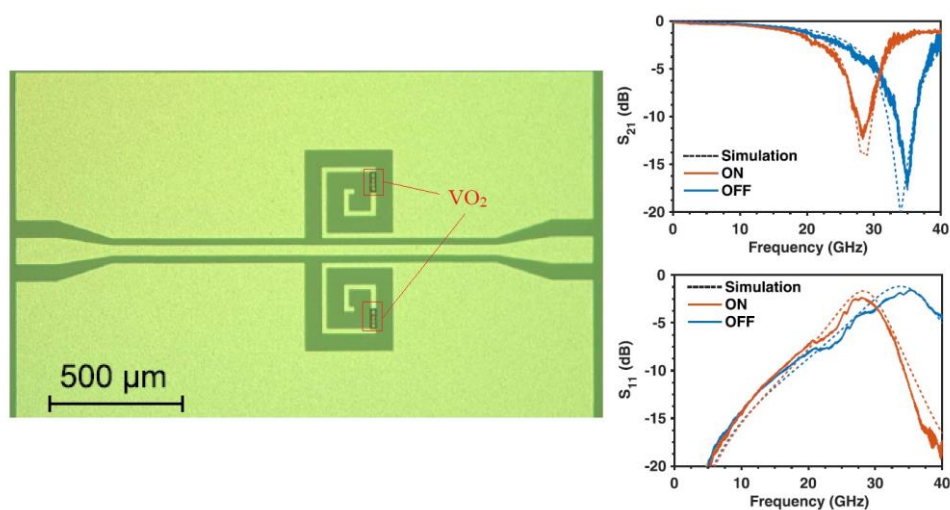


Рис. 1.6. Фото виготовленого смуго-загороджуючого фільтра з плівкою VO_2 та його частотні характеристики (відтворено з [58])

Принцип роботи механічного методу перелаштування полягає в переміщенні рухомих складових приладу або зміні розмірів окремих частин пристрою [59-61], що найчастіше виконується вручну [9, 62-64] або з використанням гвинтів [65-67] чи навіть двигунів [68, 69]. В роботі [66] запропоновано конструкцію об'ємного фільтра в якому реалізовано механічне перелаштування центральної частоти. Фільтр складається з трьох рухомих гвинтів, які розміщено в металевій коробці, на дні якої знаходиться мікросмужкова лінія, що забезпечувала підключення фільтра через SMA роз'єми. Рухомі гвинти виконували ролі резонаторів. Вертикальне переміщення гвинтів над металевими частинами мікросмужкової лінії призводило до зміни ємнісного зв'язку між гвинтами та металом і, як наслідок, до перелаштування частоти. Діапазон перелаштування склав близько 10%, а відносна ширина смуги пропускання залишалась постійною у всьому діапазоні та становила 17% від центральної частоти.

Автори роботи [70] представили перелаштовуваний смуго-пропускаючий фільтра, в якому, крім зміни центральної частоти, є можливість контролю ширини смуги-пропускання. Принцип роботи фільтра полягав в переміщенні діелектричної

пластини з високою діелектричною проникністю, рівною 45, над поверхнею мікросмужкової лінії. Збільшення відстані між пластиною та мікросмужковою лінією призводило до зміщення центральної частоти в область високих частот та до розширення смуги пропускання. Для контролю ширини смуги-пропускання та забезпечення її постійного абсолютного значення у всьому діапазоні перелаштування використовувались додатково три діелектричні та два мідні стрижні. Зміна відстані між пластиною та мікросмужковою лінією на 10 мм дозволило досягти 10% діапазону перелаштування. Запропонований метод є лише лабораторним через складність його реалізації.

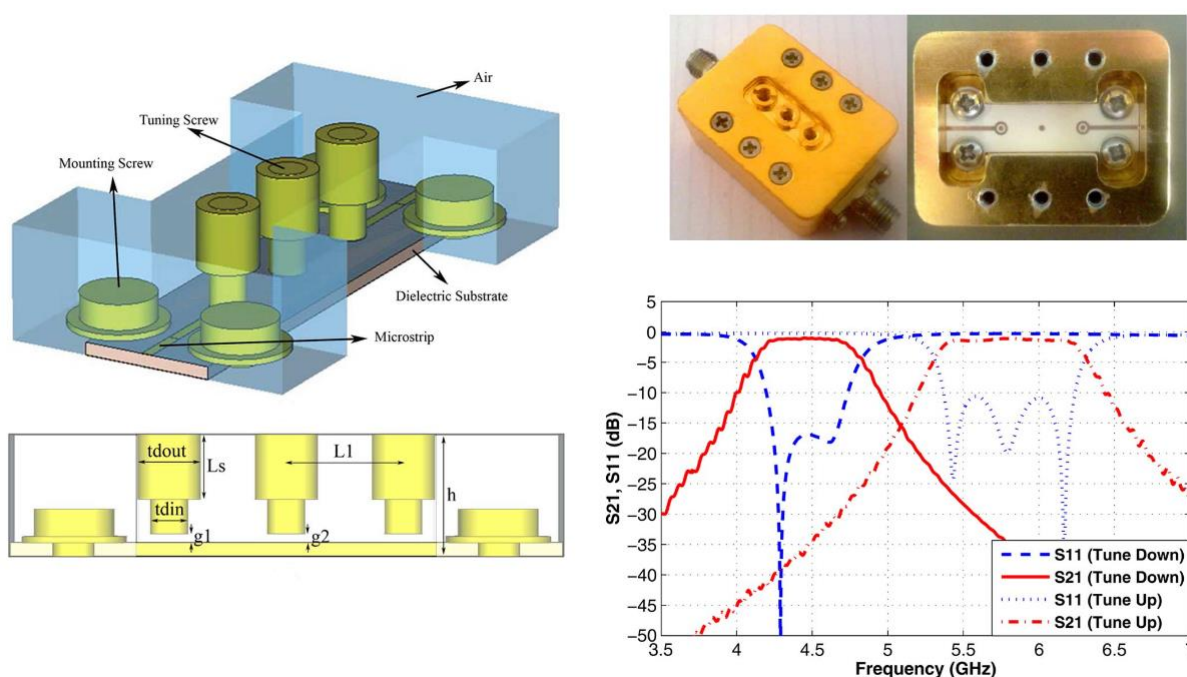


Рис. 1.7. Структура, фото та частотні характеристики перелаштовуваного об'ємного фільтра (відтворено з [66])

Приклад застосування електричного крокового двигуна для контролю резонансної частоти антени наведено в [68]. Роль антени виконувала щілинна лінія, фідер якої виконаний у вигляді копланарної лінії. Представлена антена має 2 робочі діапазони, а їх центральна частота визначається головним чином довжиною щілин. Розміри було обрано таким чином, щоб центральна частота становила 2 ГГц та 4 ГГц для двох діапазонів, відповідно. Перелаштування резонансної частоти

виконувалось шляхом контролю довжини щілин. Для цього автори переміщували металеві пластини, які щільно прилягали до електродів, вздовж щілин. Металеві пластини були закріплені на пластикові тримачі, рух яких контролював двигун. Діапазон перелаштування частоти був однаковий для обох діапазонів і склав 50% від значення центральної частоти діапазону. У разі необхідності контролю кожного окремого діапазону, автори запропонували використання двох окремих двигунів, кожен з яких керував довжиною певної щілини. Необхідні переміщення склали до 18 мм, а крок точність кроку двигну була рівною 0.1 мм

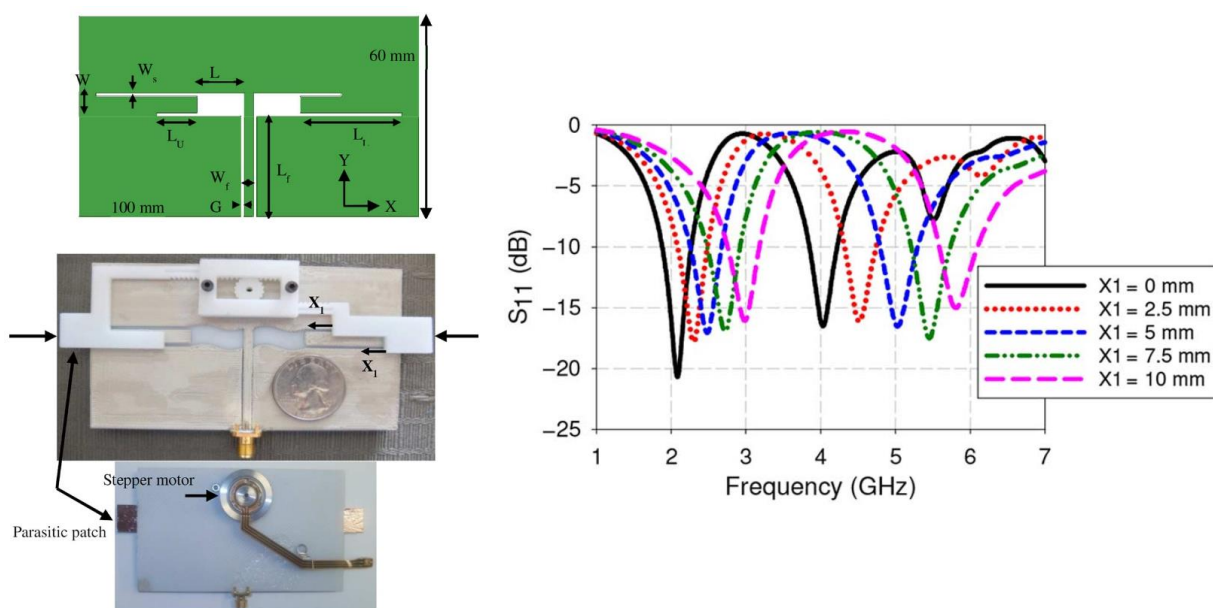


Рис. 1.8. Топологія, фото та частотні характеристики механічно перелаштовуваної щілинної антени (відтворено з [68])

Головним недоліком механічного перелаштування частоти є великі значення необхідних переміщень, що значно зменшує можливість його використання у сучасних портативних пристроях. Крім того, методи контролю, а саме ручне управління або двигуни, ще більше ускладнюють його реалізацію.

Мікромеханічний метод перелаштування частотних характеристик є поєднанням механічного та електричного методів [71]. Як і у випадку механічного методу, зміна частотних характеристик відбувається внаслідок переміщення елементів системи, проте, необхідні переміщення становлять лише десятки або сотні

мікрометрів [10, 11, 72], що робить можливим використання у якості керуючих елементів MEMS технології [73-77], п'єзоактюатори [78-80] чи навіть полімерні композити [81]. Контроль перелаштовуваних елементів реалізується електричним шляхом, а саме за допомогою зміни зовнішньої напруги, що подаються на них. Таким чином стає можливим забезпечити плавне перелаштування частоти [82] без внесення додаткових втрат [79, 83, 84] та суттєвого збільшення розмірів пристрою.

Одним із найпопулярніших рішень є використання MEMS перемикачів [85, 86] та конденсаторів [87-89], структура яких зображена на рис. 1.9. Принцип роботи цих пристроїв полягає в зміні положення рухомої частини, мосту, що представляє собою тонку смужку електрода та розміщена над електродами лінії передачі. Прикладання зовнішньої напруги до електродів призводить до відхилення мосту в сторону спільного електрода, тобто зменшення d , під дією електростатичної сили. Зменшення відстані між мостом та електродом забезпечує зростання ємності.

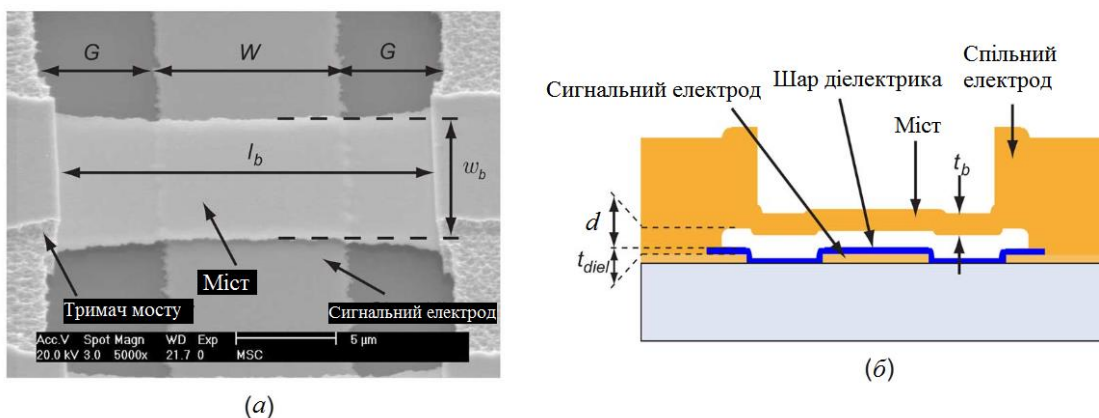


Рис. 1.9. Фото та структура MEMS конденсатора на основі КЛ (відтворено з [89])

Відмінність між MEMS перемикачами та конденсаторами полягає в наявності додаткового діелектричного шару в області контакту між мостом та електродом, у разі відсутності якого відбувається замикання електродів і пристрій працює як перемикач. Такі структури забезпечують відхилення на десятки мікрометрів. Так в роботі [90] MEMS перемикачі використовувались для створення перелаштовуваного фільтра на основі КЛ. Діапазон перелаштування частоти склав 8.1 ГГц в K -діапазоні

частоти. Внесені втрати в смузі загородження перевищували -20 дБ у всьому діапазоні перелаштування.

Автори роботи [91] запропонували використання МЕМС для перелаштування центральної частоти об'ємного фільтра з ємнісними стрижнями всередині фільтра. В якості керуючого елемента використовувалась тонка діафрагма, яка розміщувалась над стрижнем у порожнині фільтра, а вже над діафрагмою закріплювався керуючий електрод. Діафрагма була виконана з пластини КНІ, яка завдяки свої бездефектній та ненапруженій природі виступала гнучким, але надійним механічним елементом. На пластину було нанесено тонкий шар золота. У разі подачі напруги зміщення на керуючий електрод, відбувалось відхилення пластини від стрижня у сторону електрода. Зміна відстані забезпечувала зміну ємності між стрижнем та пластиною і, як наслідок, перелаштування центральної частоти фільтра. Максимальне відхилення пластини становило близько 14 мкм, за напруги зміщення 120 В, що дозволило забезпечити діапазон перелаштування частоти 44% . Разом зі зміною центральної частоти спостерігалось зростання добротності.

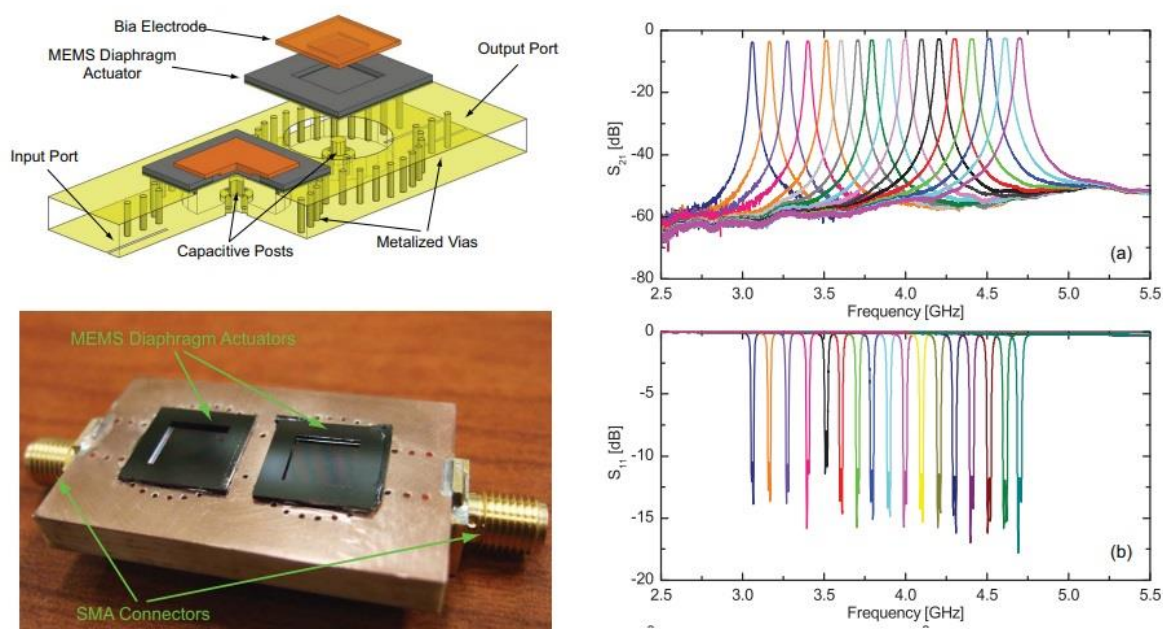


Рис. 1.10. Структура та фото виготовленого об'ємного фільтра з ємнісними стрижнями та МЕМС діафрагмою (відтворено з [91])

В роботі [92] вдалось досягнути 36% діапазону перелаштування частоти смуго-пропускаючого фільтра за напруги зміщення 60 В. Внесені втрати в смузі пропускання не перевищували -2 дБ у всьому діапазоні перелаштування.

Автори работ [93] та [94] реалізували мікромеханічний спосіб перелаштування центральної частоти фільтра з використанням п'єзоактуаторів. Принцип перелаштування частоти в роботі [93] схожий з використанням діафрагми в [91]. Перелаштовуваний фільтр складався з двох резонаторів, які було з'єднано з прямокутним хвилеводом. Кожен резонатор був виконаний на основі відрізка позамежного хвилевода з металевим стрижнем всередині. Роль мембрани виконувала тонка стрічка кремнію, товщиною близько 5 мкм, вкрита шаром золота. Стрічка розміщувалась на металевих стрижнях резонаторів, а зміна відстані між ними призводило до зміни ємності та перелаштування частоти фільтра. Відхилення стрічки відбувалось шляхом її «продавлення» кроковим п'єзоелектричним актуатором M3-L, точність кроку якого становила 0.5 мкм. Діапазон перелаштування фільтра склав 10% для максимального відхилення стрічки на 130 мкм від початкового положення. Слід відзначити також низькі внесені втрати (> -2 дБ) смузі пропускання фільтра.

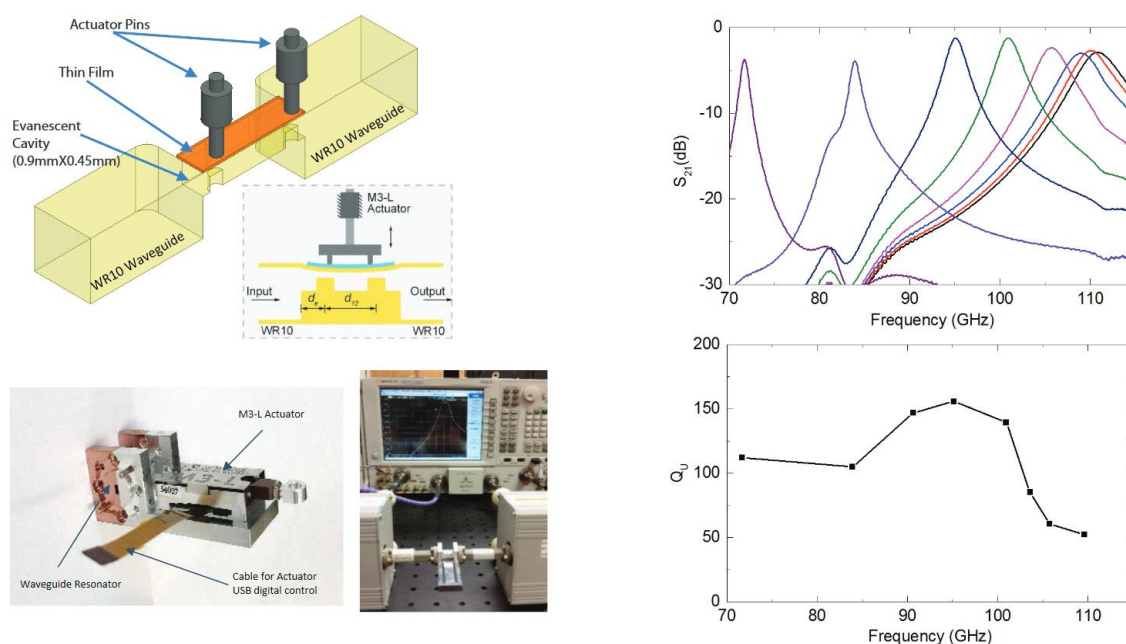


Рис. 1.11. Структура та фото виготовленого фільтра і його частотні характеристики (відтворено з [93])

В роботі [94] запропоновано зміна центральної частоти шляхом перерозподілу електромагнітного поля внаслідок переміщення діелектричної пластини поблизу поверхні мікросмушкового фільтра. Фільтр складався з двох зв'язаних розімкнених кільцевих резонаторів. Переміщення пластини забезпечувалось п'єзоелектричним актюатором на якому закріплювалась рухома пластина. Відстань між поверхнею фільтра та пластиною змінювалась від 0.2 мм до 1.2 мм, а центральна частота від 2.37 ГГц до 2.50 ГГц.

Таблиця. 1.1. Порівняння методів перелаштування частоти НВЧ резонаторів

Метод перелаштування	Діапазон перелаштування	Додаткові втрати	Складність реалізації	Споживання енергії
Електричний	Понад 30%	Великі	Низька	Низьке
Магнітний	До 30%	Низькі	Висока	Високе
Оптичний	До 20%	Низькі	Висока	Високе
Тепловий	До 20%	Великі	Висока	Низьке
Механічний	Понад 30%	Низькі	Висока	Низьке
Мікромеханічний	Понад 35%	Низькі	Низька	Високе

1.2 Особливості резонаторів на основі смужкових ліній

Серед смужкових ліній передачі можна виділити 3 основних типи: мікросмушкові лінії, копланарні лінії та щілинні лінії [25]. Всі інші типи смужкових ліній є так чи інакше різною комбінацією вищезгаданих. Головною відмінністю між цими типами ліній є розміщення електродів та розподіл електромагнітного поля в лінії, який визначає тип хвилі, що поширюється.

Мікросмушкові (МС) та копланарні лінії (КЛ) передачі знайшли широке застосування в якості фільтрів [95-100], антен [101-105] та фазообертачів [106-111]. Способи реалізації резонаторів на основі мікросмушкових та копланарних ліній є спільними для обох типів ліній. Популярними рішеннями є використання шлейфів [112-116], кільцевих резонаторів [117-125] та щілин у спільному [126-137] або сигнальному електродах [138]. Створення резонаторів на основі МС ліній з щілинами у спільному електроді має певні труднощі, оскільки, при монтажі

пристрою, необхідно уникнути закорочення щілини у спільному електроді [139]. В роботі [140] для цього використовували додаткову діелектричну пластину, яку розміщували під спільним електродом лінії. Таке рішення дозволяє ефективно використовувати щілину як резонансний елемент, проте, призводить до зростання товщини пристрою, і, як наслідок, його габаритів, що не завжди є можливим.

КЛ, завдяки розміщенню сигнального та спільного електрода на одній стороні підкладки, позбавлена такого недоліку, а тому часто використовується у разі створення резонаторів з щілинами у спільному електроді. Так в роботі [141], для покращення характеристик антени, фідер якої виконаний у вигляді КЛ, використовували щілини у спільному електроді. Додавання щілин дозволило підвищити коефіцієнт підсилення в області частот більше 13 ГГц, у порівнянні з антенною без них. Крім того, спостерігалось покращення в діаграмі направленості, для частоти 15 ГГц вона залишалась всепрямованою у випадку антени з щілинами, в то час як у традиційної – спотворювалась.

Також, особливості конструкції копланарної лінії спрощує їх включення в структури поверхневих управляючих компонентів (SMD), оскільки, відсутня необхідність створення додаткових отворів в об'ємі підкладки для забезпечення короткого замикання шляхом з'єднання сигнального та спільного електродів.

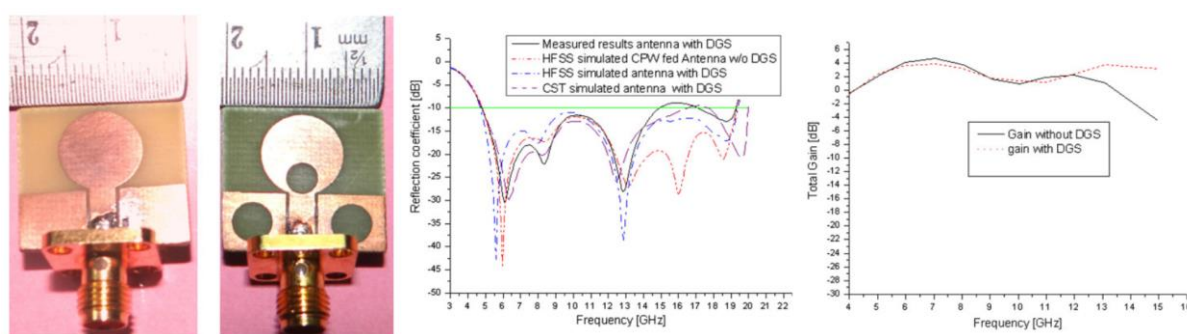


Рис. 1.12. Фотографії традиційної антени та антени з щілинами у спільному електроді і їх частотні характеристики (відтворено з [141])

Всі вищезгадані способи створення резонаторів на основі смужкових ліній легко адаптуються для створення перелаштовуваних пристроїв. Специфіка будови

КЛІ робить їх привабливими для використання в перелаштовуваних пристроях, де зміна характеристик забезпечуватиметься МЕМС. В [142] було запропоновано використання МЕМС перемикачів для контролю центральної частоти смугозагороджуючого фільтра.

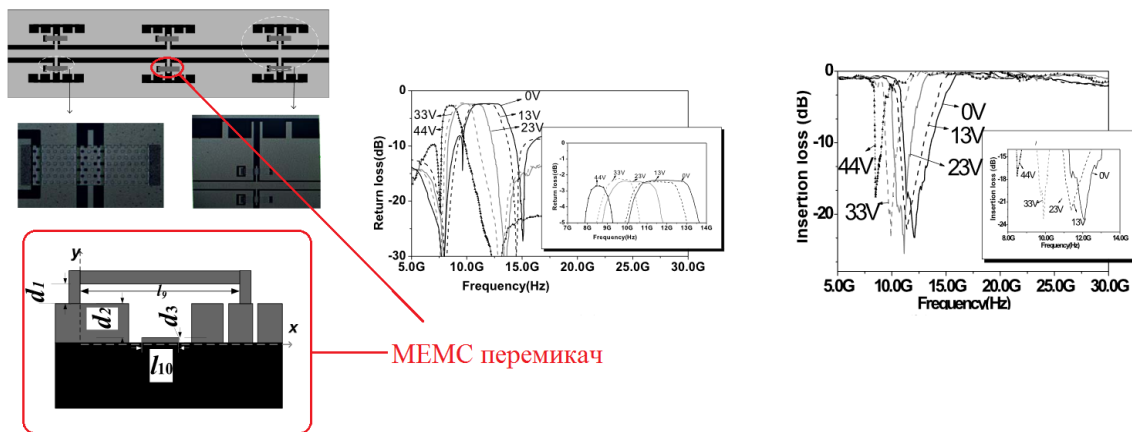


Рис. 1.13. Фото виготовленого фільтра та структура МЕМС перемикача і його частотні характеристики (відтворено з [142])

Фільтр було реалізовано на основі копланарної лінії з щілинами у спільному електроді. МЕМС перемикачі виконували роль конденсаторів та змінювали загальне значення ємності щілин і, як наслідок, частоти. Зміна висоти МЕМС мосту становила 1 мкм, що забезпечило діапазон перелаштування центральної частоти 35%, зі зміною смуги затухання менше 5%. Проте, для досягнення такого рівня перелаштування необхідно забезпечити досить високі значення напруги зміщення, до 40 В.

Основним, що відрізняє щілинні лінії від інших, є головний тип хвилі, а саме TE -тип. Це пов'язано з особливістю структури ЩЛ та розподілу електромагнітного поля в ній. Оскільки, лінії магнітного проходять крізь щілинну, але не можуть бути замкненими навколо електродів, як це відбувається в мікросмужковій або копланарній лініях, то з'являється продовжна компонента магнітного поля. Для TE -типу хвилі характерна наявність дисперсії, а, отже, групова і фазова швидкість будуть залежати від частоти. Саме тому ЩЛ є менш привабливим варіантом в якості регулярної лінії передачі у порівнянні з іншими типами ліній. Іншою проблемою

для створення пристрої на основі ЩЛ є складність їх збудження через особливості конструкції. Тому ЩЛ часто використовують у поєднанні з іншими типами ліній, наприклад мікросмужковими або копланарними [143-145]. Проте, TE -тип хвилі робить ЩЛ дуже корисною в таких пристроях як балансні змішувачі та підсилювачі [146-148]. Також, оскільки в КЛ лінії основним типом хвилі є TEM -тип, а в ЩЛ TE , то може бути реалізовано багато корисних переходів без необхідності створення отворів або мостів. Такі переходи забезпечують перетворення TEM -моди КЛ у TE -моду ЩЛ на високих частотах [149].

Автори роботи [150] представили структуру трансформатора, з вбудованим перелаштовуваним фільтром, на основі переходу КЛ та ЩЛ. З'єднання двох окремих КЛ відбувається шляхом включення ЩЛ між ними. Фільтруючі властивості трансформатора реалізовані за рахунок форми та розмірів з'єднуючої щілинної лінії, в яку включено коротко-замкнені відрізки, і додавання ще двох закорочених ЩЛ, спіралеподібної форми, з інших сторін окремих КЛ. Фото виготовленого трансформатора та його частотні характеристики зображено на рис. 1.14.

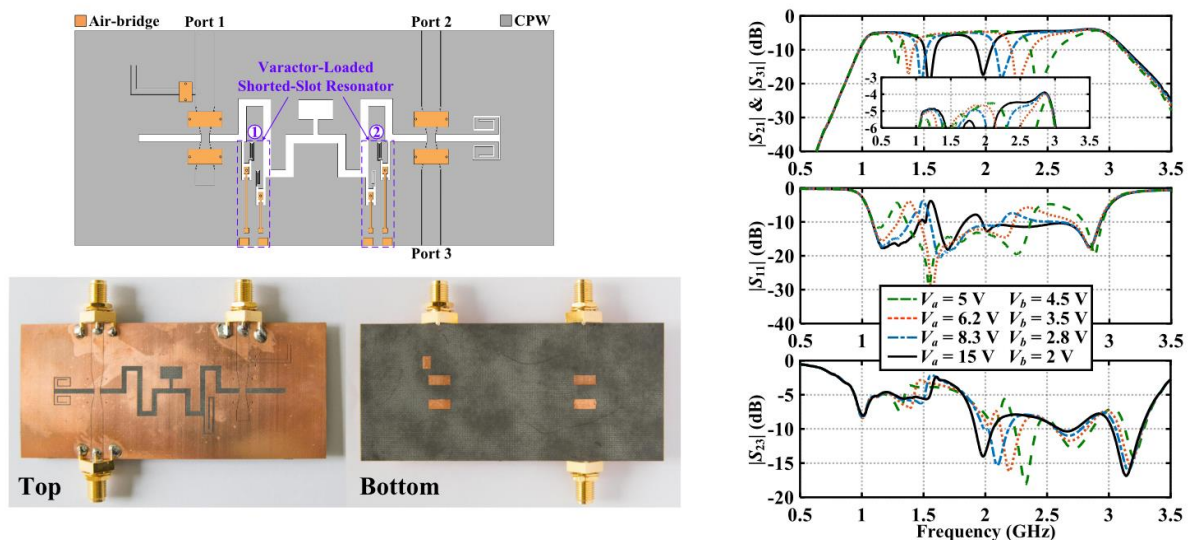


Рис. 1.14. Структура та фото виготовленого трансформатора на основі переходу КЛ та ЩЛ з перелаштовуваним фільтром та його частотні характеристики (відтворено з [150])

Для забезпечення перелаштування частотних характеристик, автори використовували варактори, які змінювали ємність короткозамкнених відрізків ШЛ. Діапазон перелаштування частоти склав 21% для напруги зміщення 15 В.

1.3 Висновки до розділу

З проведеного аналізу та порівняння існуючих методів перелаштування частоти резонаторів НВЧ видно, що кожен метод має свої переваги та недоліки. Електричний метод є найпростішим у реалізації та базується на використанні зосереджених елементів, таких як *p-i-n* діоди та варактори, стан яких контролюється зовнішньою напругою. Головним недоліком такого методу є великі втрати, що вносяться елементами контролю, під час перелаштування. Зменшити внесені втрати можна шляхом використання магнітного або оптичного методів перелаштування, проте, вони є складними у реалізації, оскільки потребують великих значень зовнішнього магнітного поля або додаткових джерел світла, що значно збільшує розміри перелаштовуваного пристрою. Тепловий метод перелаштування є повільним та не дозволяє забезпечити плавне перелаштування частоти, а жорсткі умови до температури навколишнього середовища ускладнюють його використання. Механічний метод забезпечує широкий діапазон перелаштування з плавною зміною частоти та без внесення додаткових втрат у всьому діапазоні. Проте, великі значення необхідних переміщень та ручне керування роблять неможливим його використання у портативних пристроях. Мікромеханічний метод зберігає переваги механічного методу, але необхідні переміщення складають десятки та сотні мікрометрів, що дозволяє використовувати МЕМС та п'єзоелектричні актюатори для електричного контролю частотних характеристик пристроїв. Також, пристрої з мікромеханічним методом перелаштування мають високий рівень добротності, а для частотних характеристики не спостерігається спотворення під час перелаштування.

Резонатори НВЧ на основі смужкових ліній передачі мають широкий спектр застосування в якості селективних пристроїв та приймально-передавальної апаратури. Основними типами смужкових ліній для створення резонаторів НВЧ є

мікросмужкові лінії, копланарні лінії та щілинні лінії. Особливості конструкції копланарної лінії передачі, завдяки розміщенню сигнального та спільних електродів на одній стороні діелектричної підкладки, що усуває необхідність створення додаткових отворів в об'ємі підкладки для забезпечення з'єднань електродів, роблять її привабливими вибором для використання в структурах поверхневих управляючих компонентів та створення резонаторів з щілинами у спільному електроді. Крім того, КЛ часто використовується у поєднанні з ЩЛ та легко адаптується для реалізації мікромеханічного методу перелаштування шляхом використання МЕМС технологій. Тому в дисертаційній роботі досліджуються перелаштовувані КЛ і ЩЛ лінії передачі та їх застосування для мікромеханічно керованих резонансних елементів.

РОЗДІЛ 2. ЕКВІВАЛЕНТНІ ПАРАМЕТРИ МІКРОПЕРЕЛАШТОВУВАНИХ КОПЛАНАРНИХ ЛІНІЙ

Основними еквівалентними параметрами копланарної лінії (КЛ) є ефективна діелектрична проникність, яка визначає довжину хвилі в лінії, та характеристичний опір, який визначає співвідношення між амплітудами електричного та магнітного поля. Ці параметри визначають частоти резонансних елементів та зсув фази електромагнітної хвилі в фазообертачах, які побудовані на основі КЛ. Регулювання ефективної діелектричної проникності дозволяє змінювати робочу частоту або зсув фази, а, отже, отримати перелаштовувані пристрої НВЧ. Одним із методів перелаштування ефективних параметрів є зміна розподілу електромагнітного поля за рахунок переміщення складових частин лінії, наприклад, переміщення сигнального електроду КЛ над поверхнею діелектричної підкладки або переміщення діелектричної пластини над електродами КЛ. Обидва методи зображено на рис. 2.1 та рис. 2.2 відповідно.

В цьому розділі досліджується вплив геометричних та електрофізичних параметрів на перелаштування ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору за рахунок зміни повітряного проміжку d між сигнальним електродом та підкладкою КЛ або між електродами КЛ та діелектричною пластиною.

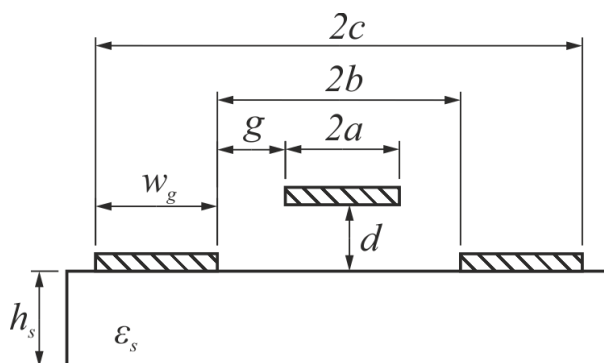


Рис. 2.1. Структура перелаштовуваної КЛ за рахунок переміщення сигнального електрода над діелектричною підкладкою КЛ

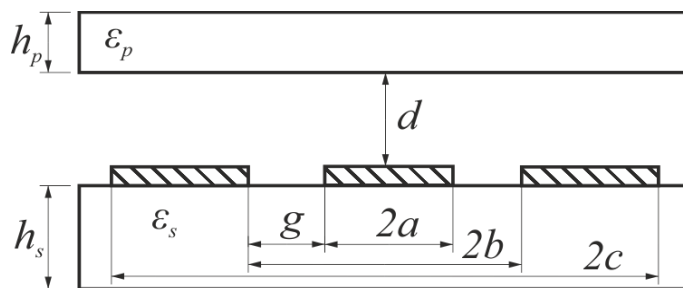


Рис. 2.2. Структура перелаштовуваної КЛ за рахунок переміщення діелектричної пластини над електродами

2.1 Метод розрахунку еквівалентних параметрів копланарної лінії

Еквівалентні параметри можуть бути знайдені за допомогою електродинамічного підходу. Розподіл електромагнітного поля в КЛ знаходять шляхом розв'язання системи диференціальних рівнянь, які визначаються рівняннями Максвелла:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \varepsilon \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \mathbf{J}; \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\mu \mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}; \quad (2.2)$$

$$\operatorname{div}(\mu \mu_0 \mathbf{H}) = 0; \quad (2.3)$$

$$\operatorname{div}(\varepsilon \varepsilon_0 \mathbf{E}) = \rho; \quad (2.4)$$

де \mathbf{H} – вектор напруженості магнітного поля; \mathbf{E} – вектор напруженості електричного поля; \mathbf{J} – густина струму зовнішніх джерел; ε – відносна діелектрична проникність; ε_0 – електрична стала; μ – відносна магнітна проникність; μ_0 – магнітна стала; ρ – питома густина просторового заряду.

Для розв'язання системи (2.1) – (2.4) застосовують електричні та магнітні скалярні φ^e , φ^m і векторні \mathbf{A}^e , \mathbf{A}^m потенціали, які визначають компоненти електричного і магнітного поля \mathbf{E} і \mathbf{H} через наступні співвідношення [151]:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}^e}{\partial t} - \operatorname{grad} \varphi^e; \quad \mathbf{H} = \frac{\operatorname{rot} \mathbf{A}^e}{\mu \mu_0}; \quad (2.5)$$

$$\mathbf{E} = \frac{\text{rot } \mathbf{A}^m}{\epsilon \epsilon_0} - \int_0^t \mathbf{J} dt; \quad \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{A}^m}{\partial t} + \text{grad } \varphi^m. \quad (2.6)$$

Подання (2.5), (2.6) за рахунок властивості градієнтної інваріантності електричних та магнітних потенціалів [151] не дозволяють однозначно зв'язати скалярні і векторні потенціали з напруженостями електричного і магнітного полів. Тому, для усунення невизначеності, вводять додаткові умови зв'язку векторних і скалярних потенціалів, наприклад умову калібрування Лоренца:

$$\text{div } \mathbf{A}^{e(m)} + \frac{\epsilon \mu}{c^2} \frac{\partial \varphi^{e(m)}}{\partial t} = 0, \quad (2.7)$$

де c – швидкість світла у вакуумі.

Основним типом хвиль, що поширюються в КЛ, є TEM -мода. Розподіл електромагнітного поля цієї моди можна знайти з системи рівнянь Максвелла (2.1) – (2.4) виражаючи електричне поле через z – компоненту електричного векторного потенціалу A_z^e та скалярний електричний потенціал.

Подамо розв'язок відносно скалярного електричного потенціалу у вигляді хвилі, що поширюється в напрямку $0z$:

$$\varphi^e = \psi(x, y) \exp(j(\omega t - \beta_z z)), \quad (2.8)$$

де ψ – функція розподілу скалярного потенціалу в площині $0xy$, ω – циклічна частота, β_z – стала поширення хвилі.

Враховуючи, що функція A_z^e також має вигляд хвилі, що поширюється в напрямку $0z$, та приймаючи до уваги (2.7), підстановка (2.5) в (2.4) з припущенням, що $\rho = 0$, дає:

$$\text{div}(\epsilon \text{grad } \psi(x, y)) = 0. \quad (2.9)$$

Після розв'язання рівняння (2.9), розподіл електромагнітного поля в поперечному перерізі КЛ з урахуванням (2.8) може бути розраховано за формулами:

$$E_x = -\frac{\partial\varphi^e}{\partial x}; E_y = -\frac{\partial\varphi^e}{\partial y}; E_z = 0; \quad (2.10)$$

$$H_x = \frac{\sqrt{\varepsilon}}{Z_0} \frac{\partial\varphi^e}{\partial y}; H_y = -\frac{\sqrt{\varepsilon}}{Z_0} \frac{\partial\varphi^e}{\partial x}; H_z = 0, \quad (2.11)$$

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

Для розв'язання задачі (2.9) застосовано метод скінчених елементів (МСЕ). Слід зазначити, що розв'язання електромагнітної задачі методом скінчених елементів можливий тільки за наявності обмеженої області простору, на границях якої задано граничні умови. Серед таких граничних умов використовують умови на ідеальній електричній стінці, що відповідають поведінці електромагнітного поля на ідеальній металевій поверхні з нескінченною провідністю; умови на ідеальній магнітній стінці, що відповідають поведінці електромагнітного поля на границі розділу діелектриків з проникностями, що відрізняються в нескінчену кількість разів зі сторони діелектрика з більшою проникністю; поглинаючі граничні умови, що відповідають умові випромінювання Зоммерфельда.

На ідеальній металевій поверхні з нескінченною провідністю магнітне та електричне поле повинні задовольняти умові [152]:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{H} = 0; \quad \mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0, \quad (2.12)$$

де \mathbf{n} – одиничний вектор, перпендикулярний до поверхні металу.

Граничні умови на магнітній стінці є дуальними до (2.12):

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} = 0, \quad \mathbf{n} \cdot \mathbf{E} = 0.$$

Загальний розв'язок рівнянь (2.1) - (2.4) у вільному однорідному просторі є суперпозицією хвиль, що відходять та приходять з нескінченності. Враховуючи, що джерела електромагнітного поля на нескінченності відсутні, то розв'язок, який містить хвилю, що приходить з нескінченності не відповідає фізичній природі явищ, які аналізуються, і повинен бути відкинутий. Явища, які описують хвилю, що поширюється у нескінченність, повинні задовольняти умові випромінювання

Зоммерфельда, за якого електродинамічна задача має єдиний розв'язок. Ця умова для будь якого розв'язку задачі (2.1) - (2.4) ζ записується у вигляді граничного співвідношення [153]:

$$\lim_{r \rightarrow \infty} \left(r^\tau \left(\frac{\partial \zeta}{\partial r} + j\sqrt{\epsilon\mu}k\zeta \right) \right) = 0, \quad (2.13)$$

де r – відстань від початку координат до точки спостереження, k – стала поширення, $\tau=1$ для тривимірного простору та $\tau=0.5$ для двомірного простору.

Відносно функції ψ зазначені умови для електричних стінок трансформуються в граничні умови Діріхле:

$$\psi = const. \quad (2.14)$$

Для магнітних стінок використовуються граничні умови Неймана

$$\mathbf{n} \cdot \nabla \psi = 0, \quad (2.15)$$

а для поглинаючих стінок – узагальнені граничні умови Неймана

$$\mathbf{n} \cdot \nabla \psi + q\psi = 0, \quad (2.16)$$

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

Щоб уникнути впливу граничних умов на характеристики відкритих КЛ обмежуючі площини віддалялися настільки далеко, щоб не справляли істотного впливу на ці характеристики.

Для симетричних структур задача спрощувалась заміною площин симетрії електричною стінкою, якщо електричне поле перпендикулярне площині симетрії, або магнітної стінкою, якщо електричне поле паралельне площині симетрії, що не порушує структуру електромагнітного поля, проте суттєво зменшує об'єми розрахунків.

На електродах досліджуваних КЛ задаються їх потенціали:

$$\psi = U_{1(2)},$$

де U_1 – потенціал на сигнальному електроді, U_2 – потенціал на заземлюючих електродах.

Таким чином, з математичної точки зору, задача розрахунку електромагнітного поля зводиться до розв'язання задачі (2.9) в області Ω з умовами (2.14) – (2.16) на границі $\partial\Omega$.

МСЕ використовує варіаційний метод. Припустимо, що ψ є розв'язком диференціального рівняння (2.9). Помножимо це рівняння на довільну тестову функцію v і проінтегруємо по області Ω :

$$\iint_{\Omega} ((\nabla \cdot (\varepsilon \nabla \psi)) v) dx dy = 0.$$

Інтегруючи по частинах (використовуючи формулу Гріна) отримаємо:

$$\iint_{\Omega} (-(\nabla \cdot (\varepsilon \nabla \psi)) \nabla v) dx dy + \int_{\partial\Omega} \vec{n} \cdot (\varepsilon \nabla \psi) v dS = 0.$$

В останньому інтегралі застосуємо узагальнені граничні умови Неймана. Тоді отримане варіаційне рівняння може бути записано таким чином:

$$\iint_{\Omega} (-(\nabla \cdot (\varepsilon \nabla \psi)) \nabla v) dx dy - \int_{\partial\Omega} q \psi v dS = 0.$$

Отримане рівняння повинне задовольняти будь-якій функції v і є базовим для МСЕ.

МСЕ заснований на переході від неперервної задачі до дискретної, тобто до такої задачі, в якій не знаходять функції розподілу шуканої величини, а знаходять лише значення цієї величини в деякому скінченному наборі точок. При цьому область Ω , де розв'язується задача, розбивається на скінченне число елементів. Елементи, як правило, є простими фігурами, для яких просто розв'язати задачу. Для двовимірних задач використовуються різні полігональні фігури.

Проблема оптимального розбиття області є досить складною задачею. На кожен елемент розбиття можуть накладатися досить жорсткі обмеження. До того ж можуть існувати характерні області, де розв'язки змінюються досить різко.

Наприклад, напруженість електричного поля поблизу країв електродів зазнає суттєвої зміни і навіть може бути сингулярним [154]. Такі області вимагають більш детального розбиття.

Одним із найпопулярніших алгоритмів розбиття є триангуляція Делоне, яка має ряд корисних властивостей та відзначається швидкістю [155]. Кожен скінченний елемент описується вершинами і ребрами. В трикутному скінченному елементі існує 3 вершини і 3 ребра. Кожному вузлу (x_i, y_i) відповідає скінченна функція $u_i(x, y)$. Функція $u_i(x, y)$ є визначеною тільки всередині скінченного елемента, та дорівнює нулю для будь-якої точки за його межами. Усередині скінченного елемента функція $u_i(x, y)$ має наступні властивості:

$$u_i(x_j, y_j) = \begin{cases} 1, & i = j; \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$$

Отже, розв'язок ψ може бути описано простим виразом:

$$\psi = \sum_{i=1}^N \psi_i u_i(x, y), \quad (2.17)$$

де ψ_i – розв'язок системи диференціальних рівнянь у вузлі (x_i, y_i) , N – кількість вузлів.

Якщо як проекційні функції використовувати кожен з функцій $u_j(x, y)$, отримаємо систему лінійних алгебраїчних рівнянь щодо невідомих розв'язків ψ_i :

$$(\mathbf{K} + \mathbf{Q})\Psi = 0, \quad (2.18)$$

де \mathbf{K} – матриця жорсткості, елементи якої дорівнюють $K_{ij} = -\iint_{\Omega} (\nabla \cdot (\epsilon \nabla u_i)) \nabla u_j dx dy$;

\mathbf{Q} – матриця з елементами $Q_{ij} = -\int_{\partial\Omega} q u_i u_j dS$; Ψ – вектор розв'язків рівняння (2.9).

Таким чином, застосуванням МСЕ зводиться до розв'язання системи лінійних алгебраїчних рівнянь, методи розв'язання яких добре відомі і розроблені. Проте для швидкого розв'язання цієї системи слід врахувати розрідженість матриць \mathbf{K} і \mathbf{Q} .

Дійсно, з властивостей скінченної функції випливає, що якщо точки (x_i, y_i) и (x_j, y_j) є вершинами різних трикутників, то $K_{ij} = Q_{ij} = 0$. Слід зазначити, що інтеграли обчислюються тільки в трикутниках, що містять вершини (x_i, y_i) та (x_j, y_j) .

Найважливішим завданням реалізації чисельного методу є забезпечення його збіжності. Найважливішими факторами, що визначають похибку розрахунку, є розмір аналізованої області, тип граничних умов на її межах, а також характеристики скінченних елементів, що формують сітку вузлів (вершин).

Граничні умови, що задаються на межах області розрахунку, повинні максимально відображати реальні умови в аналізованій КЛ. Наприклад, якщо КЛ поміщено в металевий корпус, то його поверхня визначає область розрахунку природним чином, а умови (2.14) описують реальні умови поширення електромагнітних хвиль. На практиці КЛ розміщуються в корпусах складної форми, які можуть складатися як з металевих, так і інших, наприклад, діелектричних поверхонь. Це призводить до введення додаткових областей з різною діелектричною проникністю.

У випадку, коли аналізована область не має чітко визначених природних границь то вводяться штучні границі з поглинаючими граничними умовами, або умови (2.14) чи (2.15), але границі віддаляють настільки далеко, щоб мінімізувати їх вплив на розподіл електромагнітного поля поблизу КЛ. Проте, це призводить до збільшення області розрахунку та збільшення кількості скінченних елементів в сітці, що може істотно збільшити час розв'язання та обчислювальну похибку розрахунку.

Побудова сітки скінченних елементів в аналізованій області є одним із дуже важливих питань при використанні МСЕ. Вибір ступеня деталізації розбиття аналізованої області на скінченні елементи є досить складним питанням. Для підвищення деталізації триангулярної сітки може бути використано наступний алгоритм:

1. Визначити початковий набір трикутників.

2. Розділити навпіл всі сторони трикутників у разі регулярної деталізації. У випадку нерегулярної деталізації розділити навпіл найдовшу зі сторін трикутників.

3. Розділити найбільшу сторону кожного трикутника, якому належить розділена сторона.

4. Поки не будуть розділені всі необхідні сторони повторити крок 3.

5. Сформувати матриці, що описують геометрію сітки.

Після розв'язання математичної задачі компоненти поля можуть бути знайдені з (2.10) – (2.11). Знайдений розподіл електромагнітного поля в КЛ може бути використаний для знаходження ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору.

Визначимо характеристичний опір для *TEM* моди через потужність [157]. Потужність, що передається в КЛ, дорівнює [156]:

$$P = \frac{\operatorname{Re} \int \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* d\mathbf{S}}{2} = \frac{\int (E_x H_y^* - E_y H_x^*) dS}{2} = \frac{\iint_S \sqrt{\epsilon} \left(\left(\frac{\partial \Psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \Psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy}{2Z_0},$$

де S – площа поперечного перерізу області, в якій розв'язана електродинамічна задача.

Середовище в якому розташована КЛ є неоднорідним. Проте, його можна розділити на підобласті зі сталими електрофізичними параметрами. Тоді загальна потужність, що передається у всій системі, буде дорівнювати сумі потужностей, що передаються в кожній окремій підобласті:

$$P = \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^N \left(\sqrt{\epsilon_i} \iint_{S_i} \left(\left(\frac{\partial \Psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \Psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy \right), \quad (2.19)$$

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

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

$$P = \frac{U^2}{2Z}, \quad (2.20)$$

де U – амплітуда напруги між сигнальним і заземлюючим електродами, дорівнює $U_1 - U_2$, Z – характеристичний опір КЛ для TEM моди. Підставляючи (2.20) в (2.19), отримаємо:

$$Z = Z_0 \frac{(U_1 - U_2)^2}{\sum_{i=1}^N \sqrt{\varepsilon_i} \iint_{S_i} \left(\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy}. \quad (2.21)$$

Ефективна діелектрична проникність КЛ може бути визначена на основі порівнянні енергії, що запасається у неоднорідній КЛ, яка складається з областей з різною діелектричною проникністю, і енергії, що запасається в однорідній КЛ, заповненій діелектриком з відносною діелектричною проникністю ε_{eff} [158]. У випадку неоднорідної КЛ, енергія електричного поля може бути знайдена як:

$$W = \frac{\varepsilon_0}{2} \int_S \varepsilon (E_x^2 + E_y^2) dS = \frac{\varepsilon_0}{2} \sum_{i=1}^N \left(\varepsilon_i \iint_{S_i} \left(\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy \right), \quad (2.22)$$

а для однорідного середовища, заповненого діелектриком з діелектричною проникністю ε_{eff} :

$$W = \frac{\varepsilon_{eff} \varepsilon_0}{2} \iint_S \left(\left(\frac{\partial \psi_1}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi_1}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy, \quad (2.23)$$

де ψ_1 – розв'язок задачі (2.9) для однорідної КЛ:

$$\operatorname{div}(\operatorname{grad} \psi_1) = 0. \quad (2.24)$$

Ефективну діелектричну проникність визначаємо з порівняння (2.22) та (2.23):

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\sum_{i=1}^N \left(\varepsilon_i \iint_{S_i} \left(\left(\frac{\partial \Psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \Psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy \right)}{\iint_S \left(\left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy}. \quad (2.25)$$

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. Поперечний переріз КЛ з її параметрами зображено на рис. 2.2

Результати отримані за допомогою МСЕ порівнювались з результатами отриманими з аналітичних формул [159]:

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_s - 1}{2} \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)},$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)},$$

де ε_s – діелектрична проникність підкладки КЛ, K та K' це перша та друга компоненти еліптичного інтегралу відповідно.

Відношення $K(k)/K'(k)$ може бути визначено через наступні формули:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln[2(1 + \sqrt{k'}) / (1 - \sqrt{k'})]}, \text{ для } 0 \leq k \leq 0.707,$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln[2(1 + \sqrt{k}) / (1 - \sqrt{k})], \text{ для } 0.707 \leq k \leq 1,$$

де $k' = \sqrt{1 - k^2}$, k_1 та k_2 розраховуються за формулами:

$$k_1 = \frac{a}{b},$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)}.$$

Отримані значення ефективної діелектричної проникності, характеристичного опору, а також розмір сітки у випадку МСЕ, представлено в табл. 2.1. Для МСЕ розрахунки проводились для 3х різних типів граничних умов: магнітні, відбиваючі, поглинаючі. Для уникнення впливу стінок обмежуючих область дослідження, вони віддалялись від електродів КЛ до моменту, коли зміна ϵ_{eff} становила менше 1%.

Таблиця. 2.1. Результати розрахунків ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору КЛ за допомогою МСЕ та аналітичних формул для різних параметрів КЛ

Параметри КЛ				Формули Гупти		МСЕ						b, мм
						Магнітні граничні умови		Відбиваючі граничні умови		Поглинаючі граничні умови		
$\frac{a}{b}$	$\frac{c}{b}$	$\frac{h}{b}$	ϵ_s	Z_0	ϵ_{eff}	Z	ϵ_{eff}	Z	ϵ_{eff}	Z	ϵ_{eff}	
0.5	2	0.5	10	62.44	4.22	66.34	4.12	65.49	4.01	65.49	4.01	1
0.1	2	0.5	10	108.75	4.46	114.16	4.28	113.03	4.19	113.03	4.19	
0.25	2	0.5	10	83.99	4.28	89.21	4.18	88.23	4.09	88.23	4.09	
0.75	2	0.5	10	45.53	4.36	47.89	4.19	47.24	4.06	47.24	4.06	
0.5	1.1	0.5	10	77.54	4.78	80.11	4.47	75.31	4.06	75.31	4.06	
0.5	1.5	0.5	10	65.03	4.39	68.64	4.28	67.03	4.077	67.03	4.08	
0.5	2.5	0.5	10	61.51	4.14	65.68	4.05	65.05	3.97	65.05	3.97	
0.5	3	0.5	10	61.05	4.11	65.39	4.01	64.91	3.95	64.91	3.95	
0.5	2	0.1	10	89.74	2.04	91.93	2.07	89.89	2.02	89.89	2.02	
0.5	2	0.25	10	72.54	3.12	76.26	3.11	74.88	3.02	74.88	3.02	
0.5	2	0.75	10	58.52	4.79	62.69	4.64	61.82	4.51	61.82	4.51	
0.5	2	1.5	10	55.37	5.36	59.97	5.12	58.94	4.99	58.93	4.99	
0.5	2	5	10	54.67	5.5	59.38	5.24	57.51	5.16	57.5	5.16	
0.5	2	0.5	4	89.06	2.07	86.66	2.08	84.55	2.03	84.55	2.03	
0.5	2	0.5	7	72.29	3.14	73.92	3.11	72.58	3.02	72.58	3.02	
0.5	2	0.5	12	57.73	4.93	62.64	4.8	61.93	4.66	61.93	4.66	

Як видно з таблиці, результати розрахунку методом скінченних елементів задовільно узгоджуються з результатами, що отримані відомими аналітичними формулами. Проте, для випадку перелаштовуваних КЛ, зображених на рис. 2.1 та рис. 2.2, літературні дані відсутні. Тому для верифікації методу було проведено порівняння розрахованих та експериментально отриманих еквівалентних параметрів.

2.2 Експериментальне вимірювання еквівалентних параметрів

Макет для експериментального вимірювання еквівалентних параметрів копланарної лінії передачі зображено на рис. 2.3. 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. Вимірювання S параметрів відбувалось за допомогою векторного аналізатора Agilent 8510c Vector Network Analyzer.

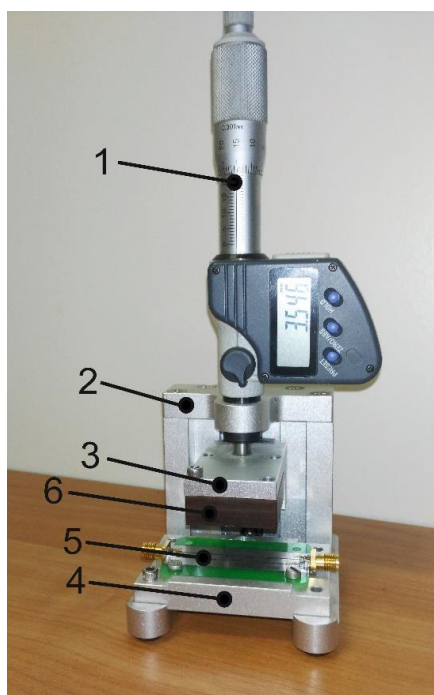


Рис. 2.3. Експериментальний стенд

Величина повітряного проміжку d , регулювалась за рахунок переміщення голівки мікрометричного гвинта, до якої було закріплено утримувач рухомої частини копланарної лінії. Точність регулювання повітряного проміжку становить 1 мкм. Виготовлена КЛ зображена на рис. 2.4.

Дану конструкцію зручно аналізувати за допомогою теорії кіл з розподіленими параметрами. Для цього виконувалось розділення досліджуваної конструкції на області зі сталими ефективними параметрами [160]. Принцип такого розділення зображено на рис. 2.5.

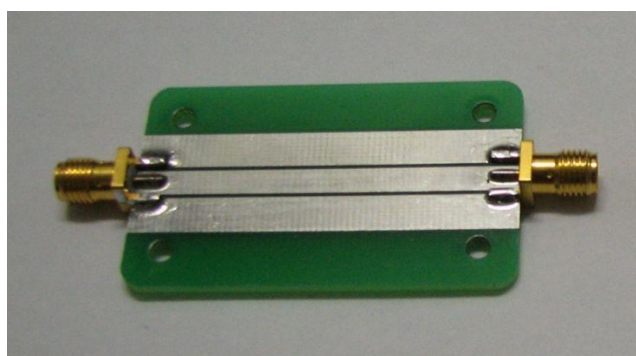


Рис. 2.4. Копланарна лінія передачі

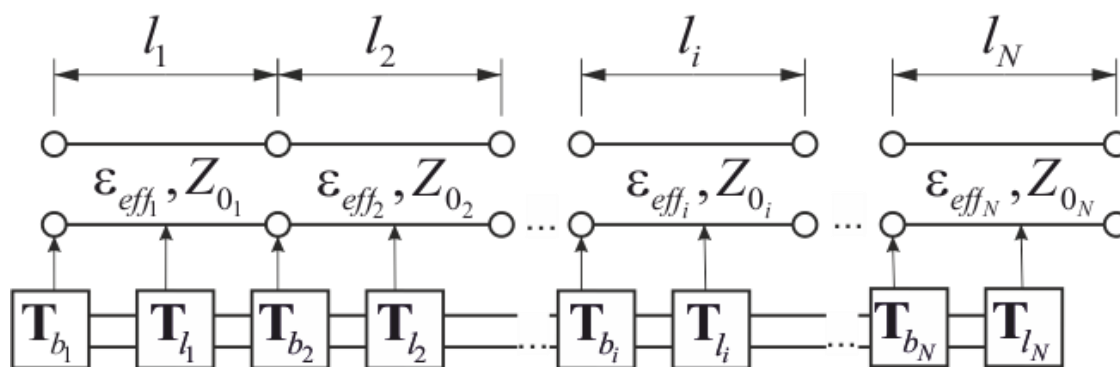


Рис. 2.5. Принцип розділення лінії передачі на області зі сталими ефективними параметрами

Як видно з рис. 2.5, вся структура може бути представлена як каскадне з'єднання чотиріполіусників двох типів: чотиріполіусник, що описує границю поділу двох середовищ та чотиріполіусник, що описує однорідну частину лінії довжиною l_i . Оскільки з'єднання чотиріполіусників є саме каскадним, то зручно використовувати матрицю передачі \mathbf{T} . Матриця передачі через границю поділу

двох середовищ \mathbf{T}_{b_i} визначається через характеристичні опори $Z_{0_{i-1}}$ та Z_{0_i} областей $i-1$ та i [161]:

$$\mathbf{T}_{b_i} = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0_{i-1}}Z_{0_i}}} \begin{bmatrix} Z_{0_i} + Z_{0_{i-1}} & Z_{0_i} - Z_{0_{i-1}} \\ Z_{0_i} - Z_{0_{i-1}} & Z_{0_i} + Z_{0_{i-1}} \end{bmatrix}.$$

Матриця \mathbf{T}_{l_i} визначається наступним чином [161]:

$$\mathbf{T}_{l_i} = \begin{bmatrix} \exp(j\beta_{z_i} l_i) & 0 \\ 0 & \exp(-j\beta_{z_i} l_i) \end{bmatrix},$$

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, l_i – довжина області i .

Результуюча матриця передачі для i області \mathbf{T}_i визначається як добуток \mathbf{T}_{b_i} та \mathbf{T}_{l_i} :

$$\mathbf{T}_i = \mathbf{T}_{b_i} \times \mathbf{T}_{l_i}.$$

Оскільки звичайна копланарна лінія передачі представляє собою по суті одну область, то її модель буде мати 3 складові, а саме 2 матриці передачі на границі з'єднання копланарної лінії та SMA-роз'єму та матрицю передачі через копланарну лінію [162]:

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_{b_1} \times \mathbf{T}_{l_1} \times \mathbf{T}_{b_2}.$$

На практиці вимірюють S-матрицю розсіювання, тому зручно перейти від T матриці передачі до матриці розсіювання через наступне співвідношення [161]:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{t_{11}} \begin{bmatrix} t_{21} & \det \mathbf{T} \\ 1 & -t_{12} \end{bmatrix}, t_{11} \neq 0. \quad (2.26)$$

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

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

де $S_{11}^{експ}(f_i), S_{21}^{експ}(f_i)$ – виміряні 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 (2.26) комплексні коефіцієнти відбиття та передачі на тій же частоті; $\dot{\varepsilon}_{eff}, Z_0$ – комплексні ефективна діелектрична проникність та характеристичний опір.

На рис. 2.6 зображено результати вимірювання та апроксимації формулами теорії кіл з розподіленими параметрами модуля і фази коефіцієнта передачі S_{21} копланарної лінії виготовленої з параметрами, що наведено в табл. 2.2. Результати апроксимації мають добре узгодження з експериментальними даними, що вказує на придатність експериментального методу для вимірювання еквівалентних параметрів.

Таблиця. 2.2. Параметри виготовленої копланарної лінії

l, мм	w, мм	w _s , мм	w _g , мм	g, мм	h _s , мм	t _m , мм	ε _s
50	30	3,5	5	0,575	1,6	35	4,3

Експериментальна перевірка результатів моделювання перелаштовуваної КЛ проводилась як для впливу повітряного проміжку d між діелектричною пластиною та електродами КЛ, так і для впливу повітряного проміжку між діелектричною підкладкою КЛ та сигнального електрода. Виготовлені рухома та нерухома частини КЛ для випадків з переміщенням діелектричної пластини та сигнального електрода зображено на рис. 2.7. Для усунення впливу металевого утримувача, у випадку переміщення сигнального електрода, рухома частина КЛ закріплена на діелектричну пластину (рухомий діелектрик).

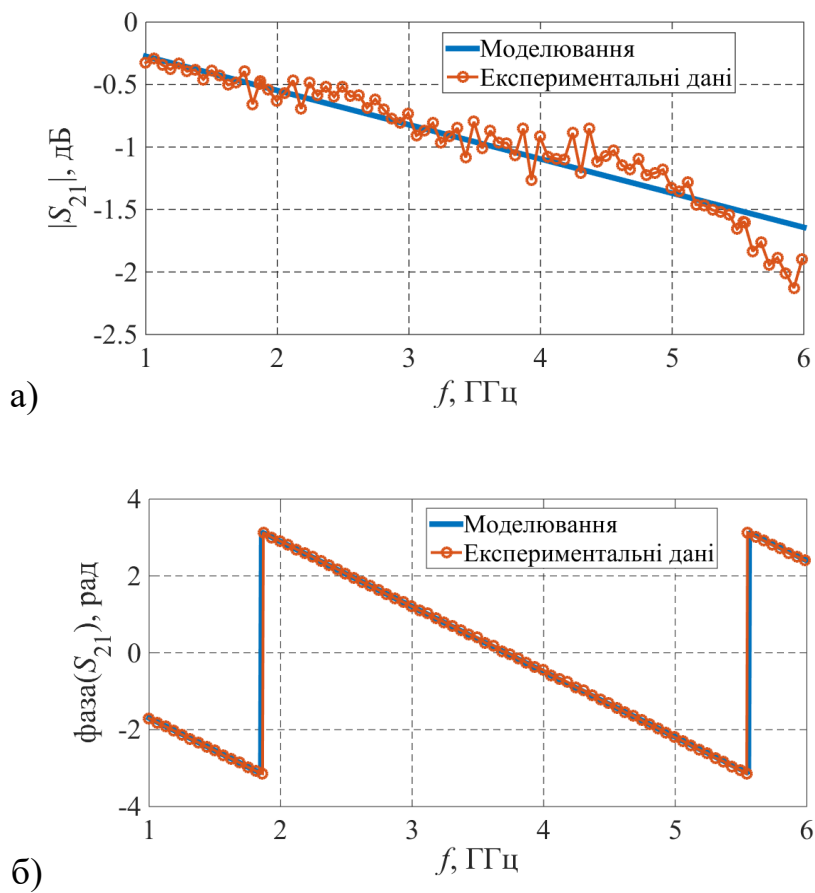


Рис. 2.6. Результати моделювання та експериментальні дані коефіцієнта передачі: а) модуль; б) фаза

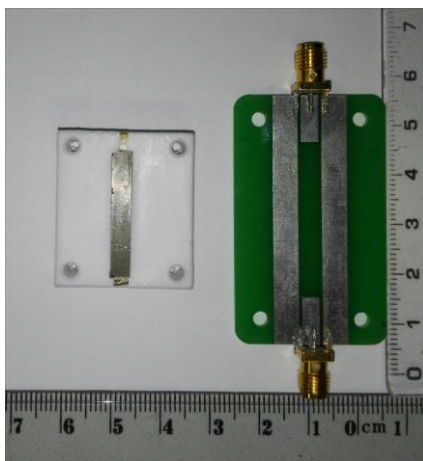


Рис. 2.7. Рухома та нерухома частини копланарної лінії

Модель експериментального стенду для дослідження впливу повітряного проміжку на ефективні параметри показано на рис. 2.8. В цьому випадку кількість областей становить 3.

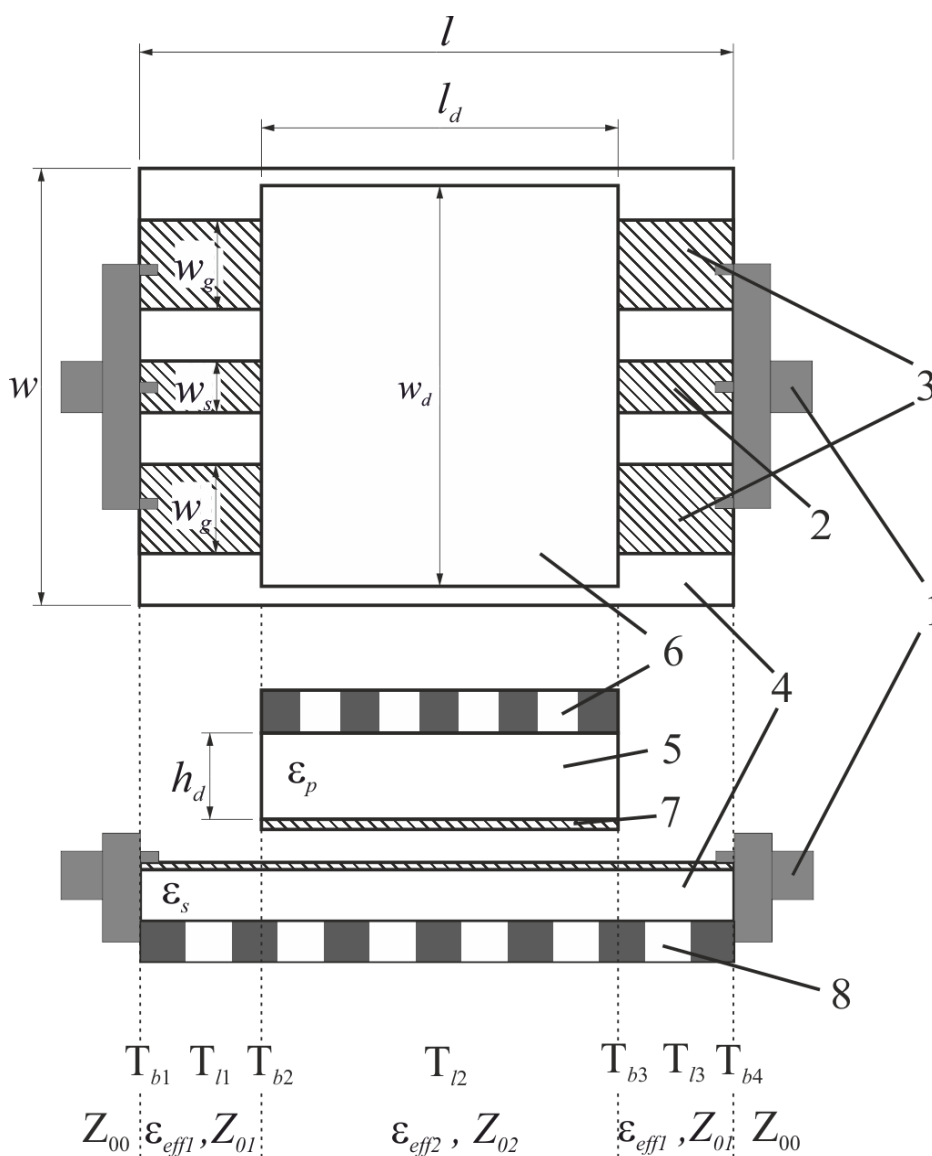


Рис. 2.8. Модель експериментального стенду для розрахунку S-параметрів: 1 – SMA роз'єм, 2 – сигнальний електрод, 3 – заземлюючі електроди, 4 – діелектрична підкладка, 5 – рухомий діелектрик, 6 – утримувач рухомого діелектрика, 7 – рухома частина копланарної лінії, 8 – утримувач нерухомої частини копланарної лінії

Перша та третя області відображають звичайну копланарну лінію з однаковими ефективними параметрами ϵ_{eff}, Z_0 , що відомі. Друга (центральна) область – це область з повітряним проміжком між діелектричною пластиною та електродами КЛІ або сигнальним електродом та діелектричною підкладкою. Характеристичний опір SMA роз'ємів становить 50 Ом. Результуюча матриця

передачі всього стенду визначатиметься добутком окремих матриць передачі кожної області:

$$\mathbf{T} = \left(\prod_{i=1}^3 \mathbf{T}_i \right) \times \mathbf{T}_{b_4}$$

Вимірювання проводились для різних типів матеріалу утримувача нерухомої частини (8, рис. 2.8) та для різних типів рухомого діелектрика (5, рис. 2.8). Параметри досліджуваної КЛ, а, також, типи матеріалів рухомого діелектрика і утримувача для випадку з переміщенням діелектричної пластини наведено в табл. 2.3, а для випадку з переміщенням сигнального електрода в табл. 2.4.

Таблиця. 2.3. Параметри рухомої та нерухомої частин КЛ для випадку переміщення діелектричної пластини

№ експерименту	Параметри рухомої частини КЛ				Матеріал утримувача нерухомої частини
	ϵ_s	w_d , мм	h_d , мм	l_d , мм	
1	2.08	30	10	30	Метал
2	3.85	30	10	30	
3	10	20	1	20	
4	35	18	1.95	30	

Таблиця. 2.4. Параметри рухомої та нерухомої частин КЛ для випадку переміщення сигнального електрода

№ експерименту	Параметри рухомої частини КЛ				Матеріал утримувача нерухомої частини
	ϵ_s	w_d , мм	h_d , мм	l_d , мм	
1	3,85	30	10	30	Метал
2	2,08				Тефлон ($\epsilon_p = 2,08$)
3	3,85				Тефлон ($\epsilon_p = 2,08$)

Розраховані та експериментальні дані залежності ефективної діелектричної проникності від величини повітряного проміжку між діелектричною пластиною та електродами КЛ для різних типів пластини наведено на рис. 2.9. Розраховані та

експериментальні дані залежності ефективної діелектричної проникності від величини повітряного проміжку сигнальним електродом та діелектричною підкладкою КЛ наведено на рис. 2.10. Результати вимірювання підтверджують результати моделювання. Збільшення величини повітряного проміжку d , призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності лінії.

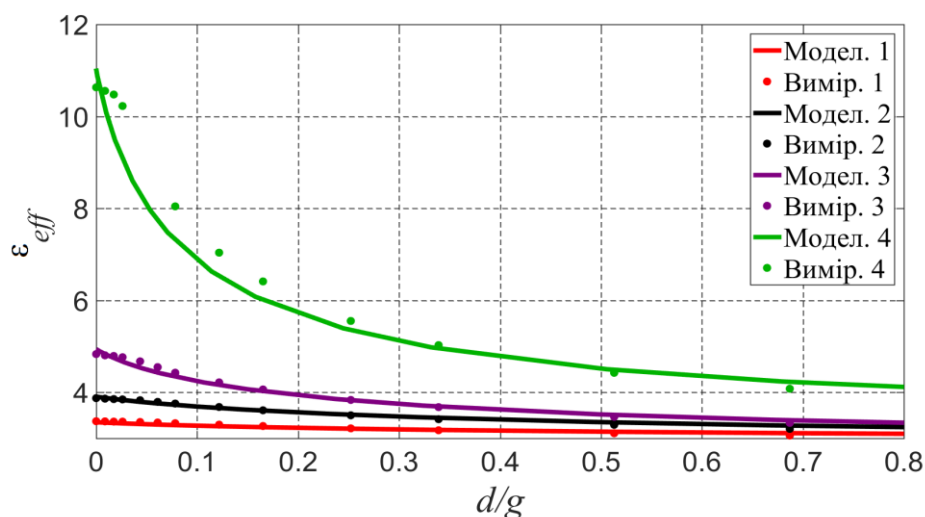


Рис. 2.9. Залежність ефективної діелектричної проникності від нормованої величини повітряного проміжку для різних типів рухомої частини у випадку переміщення діелектричної пластини

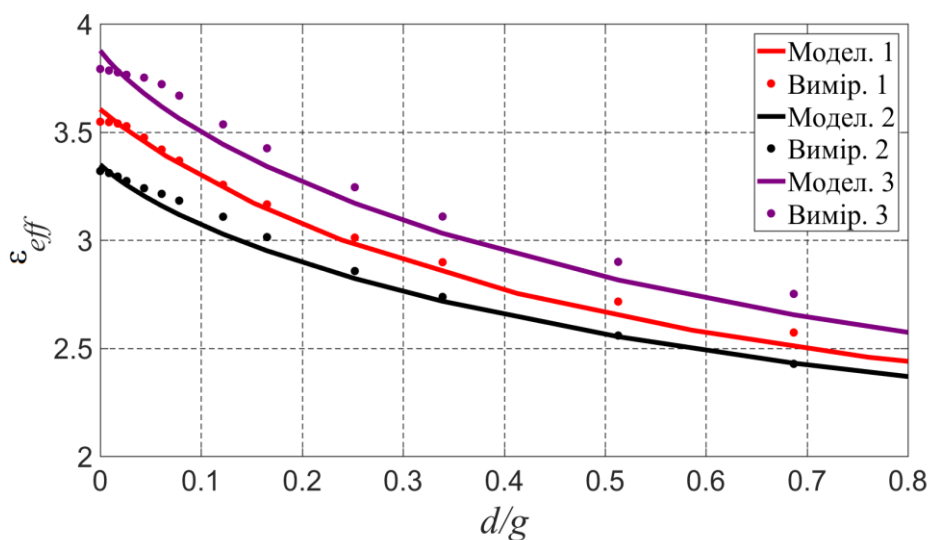


Рис. 2.10. Залежність ефективної діелектричної проникності від нормованої величини повітряного проміжку для різних типів рухомої та нерухомої частини КЛ у випадку переміщення сигнального електроду

2.3 Похибка вимірювання ефективних параметрів КЛ

Похибка вимірювання довільної величини є комплексною величиною, яка включає в себе похибку оператора, методичну похибку, інструментальну похибку та похибку розрахунків [163]. Похибка оператора викликана суб'єктивним сприйняттям людиною вимірюваної величини. Методична похибка виникає через неідеальність запропонованої моделі для експериментального дослідження реального об'єкта, оскільки, не можливо врахувати всі зовнішні фактори, які впливають на досліджуваний об'єкт. Інструментальна похибка обумовлена похибкою засобів вимірювання досліджуваної величини. Похибка розрахунків викликана похибками застосовуваних математичних методів та власною похибкою ЕОМ, що використовуються для проведення розрахунків. Сучасні ЕОМ забезпечують досить точні результати розрахунків, а викликані ними похибки набагато менші ніж інші типи похибок.

Оскільки, вимірювання ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору є опосередкованими, то похибка їх визначення залежить від похибок визначення тих параметрів, які виміряно прямими методами. Так похибка визначення еквівалентних параметрів залежить від: похибки вимірювання геометричних параметрів КЛ, таких як висота підкладинки, ширина сигнального електрода та відстань між сигнальним та спільним електродом, похибка визначення відносної діелектричної проникності підкладинки, похибка вимірювання S-параметрів. А, отже, верхню границю відносних похибок визначення ефективної діелектричної проникності $\delta\epsilon_{eff}$ та характеристичного опору δZ_0 можна знайти за формулами:

$$\delta\epsilon_{eff} = \sqrt{\left(\mathfrak{Z}_{\epsilon_{eff}}^g \cdot \delta g\right)^2 + \left(\mathfrak{Z}_{\epsilon_{eff}}^h \cdot \delta h\right)^2 + \left(\mathfrak{Z}_{\epsilon_{eff}}^d \cdot \delta d\right)^2 + \left(\mathfrak{Z}_{\epsilon_{eff}}^{\epsilon_s} \cdot \delta\epsilon_s\right)^2 + \left(\mathfrak{Z}_{\epsilon_{eff}}^{\epsilon_p} \cdot \delta\epsilon_p\right)^2 + \left(\mathfrak{Z}_{\epsilon_{eff}}^s \cdot \delta S\right)^2} \quad (2.27)$$

$$\delta Z_0 = \sqrt{(\mathfrak{I}_{Z_0}^g \cdot \delta g)^2 + (\mathfrak{I}_{Z_0}^h \cdot \delta h)^2 + (\mathfrak{I}_{Z_0}^d \cdot \delta d)^2 + (\mathfrak{I}_{Z_0}^{\varepsilon_s} \cdot \delta \varepsilon_s)^2 + (\mathfrak{I}_{Z_0}^{\varepsilon_p} \cdot \delta \varepsilon_p)^2 + (\mathfrak{I}_{Z_0}^S \cdot \delta S)^2}, \quad (2.28)$$

де $\mathfrak{I}_{\zeta}^{\xi} = \frac{\xi}{\zeta} \cdot \frac{\partial \zeta}{\partial \xi}$ – чутливість характеристики ζ від параметру ξ , δg – відносна похибка вимірювання відстані між електродами КЛ, δh – відносна похибка вимірювання висоти підкладинки, $\delta \varepsilon_s$ – відносна похибка визначення діелектричної проникності підкладинки, $\delta \varepsilon_p$ – відносна похибка визначення діелектричної проникності пластини, δS – відносна похибка вимірювання S-параметрів.

Враховуючи, що відсутня явна залежність ефективних параметрів від геометричних та електрофізичних параметрів КЛ, але отримано такі залежності для S-параметрів, то, прийнявши до уваги, що $\mathfrak{I}_{\zeta}^{\xi} = \mathfrak{I}_{S}^{\xi} / \mathfrak{I}_{S}^{\zeta}$, формули (2.27), (2.28) матимуть наступний вигляд:

$$\delta \varepsilon_{eff} = \frac{1}{\mathfrak{I}_{S}^{\varepsilon_{eff}}} \sqrt{(\mathfrak{I}_{S}^g \cdot \delta g)^2 + (\mathfrak{I}_{S}^h \cdot \delta h)^2 + (\mathfrak{I}_{S}^d \cdot \delta d)^2 + (\mathfrak{I}_{S}^{\varepsilon_s} \cdot \delta \varepsilon_s)^2 + (\mathfrak{I}_{S}^{\varepsilon_p} \cdot \delta \varepsilon_p)^2 + (\delta S)^2} \quad (2.29)$$

$$\delta Z_0 = \frac{1}{\mathfrak{I}_{S}^{Z_0}} \sqrt{(\mathfrak{I}_{S}^g \cdot \delta g)^2 + (\mathfrak{I}_{S}^h \cdot \delta h)^2 + (\mathfrak{I}_{S}^d \cdot \delta d)^2 + (\mathfrak{I}_{S}^{\varepsilon_s} \cdot \delta \varepsilon_s)^2 + (\mathfrak{I}_{S}^{\varepsilon_p} \cdot \delta \varepsilon_p)^2 + (\delta S)^2} \quad (2.30)$$

Чутливості S-параметрів до зміни геометричних та електрофізичних параметрів КЛ, що входять в (2.29) та (2.30) визначались чисельним диференціюванням залежностей (2.26) за відповідними параметрами.

Вимірювання S-параметрів проводилось з використанням векторного аналізатора Agilent 8510c Vector Network Analyzer, а зчитування даних виконувалось через цифровий інтерфейс пристрою, що нівелює похибку оператора. Інструментальна похибка векторного аналізатора має складну природу та

регламентується виробником пристрою [164], залежність похибки від величини S-параметрів для різного діапазону частот показано на рис. 2.11.

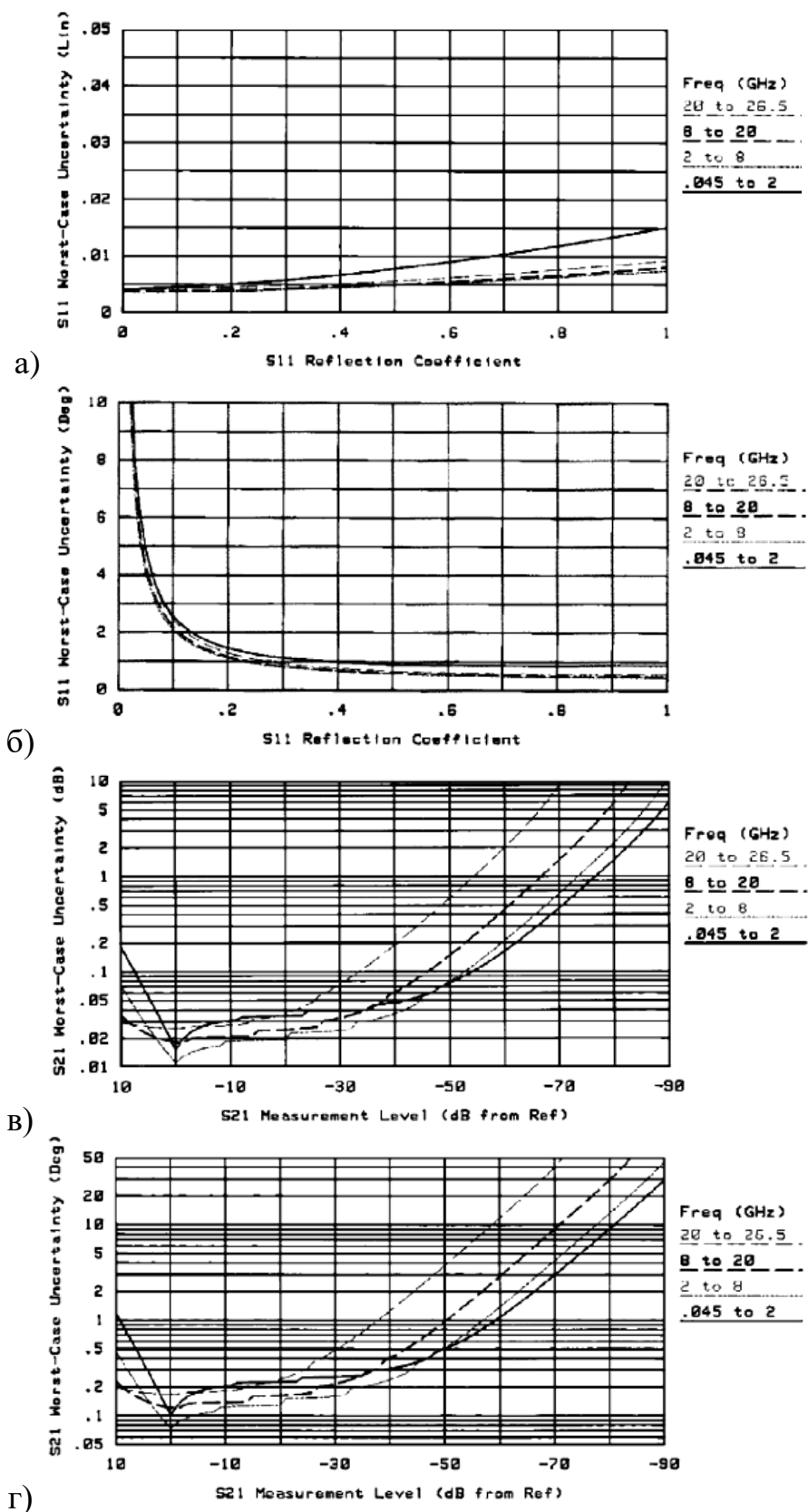


Рис. 2.11. Інструментальна похибка вимірювань векторним аналізатором для: а) амплітуди s_{11} ; б) фази s_{11} ; в) амплітуди s_{21} ; г) фази s_{21}

Виміряні значення s_{21} складають від 0 до -3 дБ, а, отже, відносна похибка вимірювання амплітуди не перевищує 3%. Відхилення фази s_{21} параметра становить 0.2° , що менше 0.1% . Тому в якості відносної похибки вимірювання S-параметрів будемо використовувати похибку вимірювання амплітуди.

Відносна похибка визначення геометричних розмірів КЛ можна виразити через абсолютну похибку $\delta\xi = \Delta\xi / \xi$. Абсолютна похибка вимірювань мікрометра становить ± 1 мкм. Відхилення діелектричної проникності підкладки та пластини вказується виробником матеріалу і зазвичай не перевищує 3% [165].

Аналіз отриманих залежностей відносної похибки, визначених згідно з (2.29), для різних параметрів КЛ показує, що відносна похибка вимірювання ефективної діелектричної проникності не перевищує 4%.

2.4 Вплив топологічних параметрів КЛ на чутливість до переміщень та діапазон зміни еквівалентних параметрів

2.4.1 Перелаштування ефективної діелектричної проникності за рахунок переміщення сигнального електрода КЛ

Принцип перелаштування ефективної діелектричної проникності КЛ показано на рис. 2.1. Зміна ефективної діелектричної проникності ε_{eff} відбувається за рахунок переміщення сигнального електрода КЛ над діелектричною підкладкою КЛ, яке спричиняє перерозподіл електромагнітного поля між об'ємом діелектрика та повітрям [166], [167]. Так, на рис. 2.12 зображено розподіл тангенціальної та нормальної компоненти електричного поля в поперечному перерізі копланарної лінії за наявності та відсутності повітряного проміжку між сигнальним електродом та підкладкою КЛ [13]. 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. 2.13. Для висоти повітряного проміжку більше ніж висота підкладки зміна електричного поля практично відсутня, що призводить до відсутності перелаштування ефективної діелектричної проникності при подальшому віддаленні сигнального електрода.

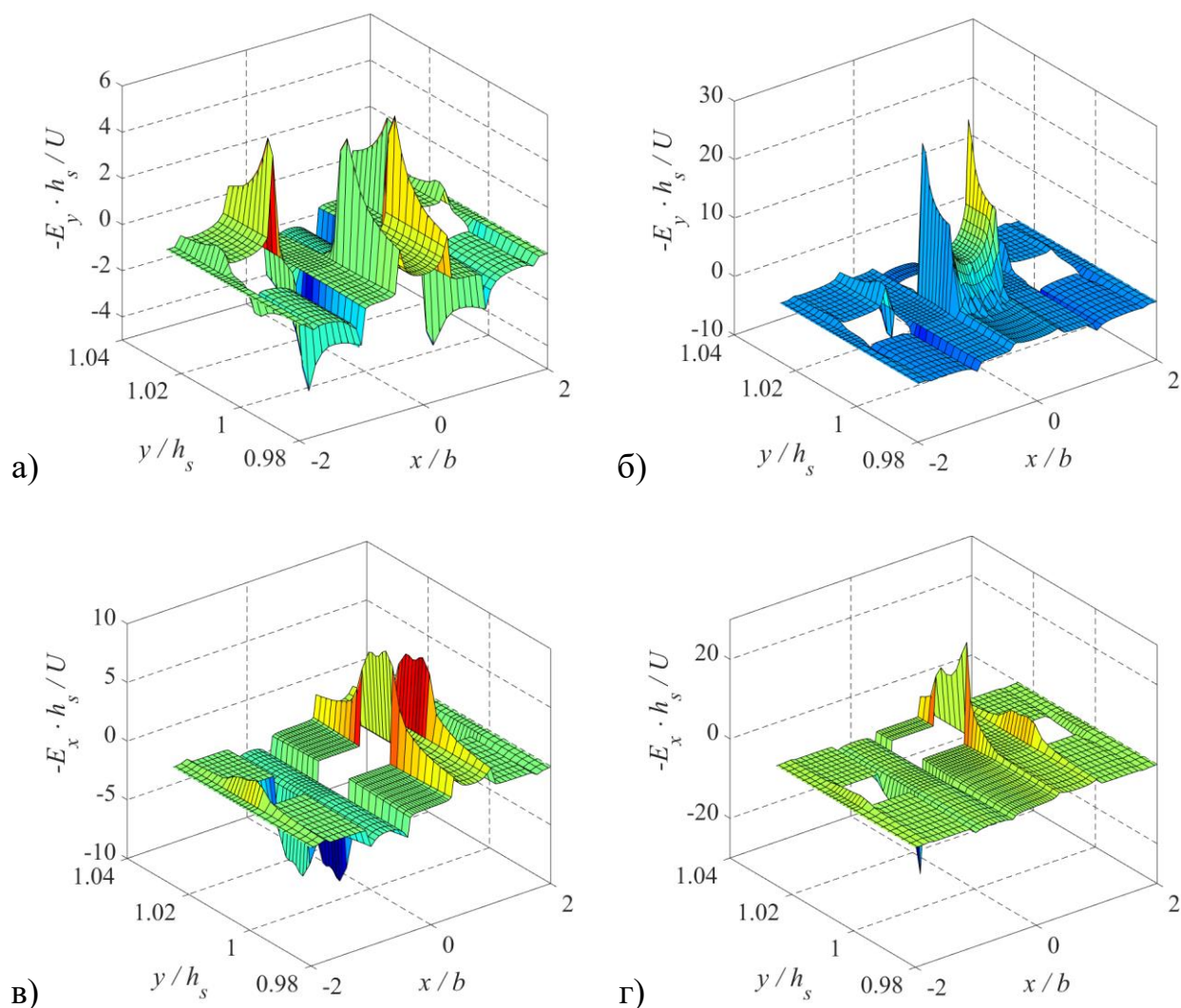


Рис. 2.12. Розподіл нормальної (E_y) та тангенціальної (E_x) компоненти електричного поля КЛ з параметрами $a/b=0.5$, $h/b=1$, $\epsilon_s=10$, $d/h_s=0.01$: а), в) КЛ без повітряного проміжку та б), г) КЛ з повітряним проміжком між сигнальним електродом та підкладкою

На рис. 2.14 показано залежність ефективної діелектричної проникності, нормованої на її значення за відсутності повітряного проміжку ($d = 0$ мкм), від

висоти повітряного проміжку між сигнальним електродом та діелектричної підкладинкою d , нормованого на відстань між сигнальним і заземлюючим електродом g . Представлені залежності для різних відношень a/b , та сталої g , яка становила 0.8 мм. Зростання відстані d призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності. Найбільш різка зміна спостерігається у випадку малих значень d , з поступовим зменшенням чутливості перелаштування до переміщень. Для значень d/g більших 1, подальша зміна нормованої ефективної діелектричної проникності практично відсутня.

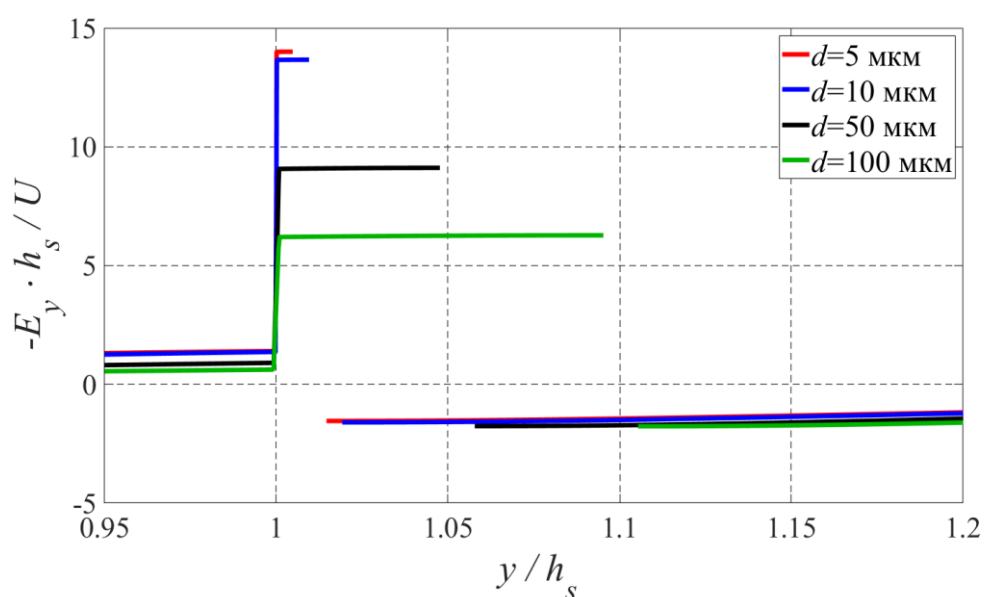


Рис. 2.13. Залежність напруженості нормальної компоненти електричного поля до електрода від напрямку переміщення електрода для різної величини повітряного проміжку та $a/b=0.5$, $h/b=1$, $\epsilon_s=10$

Зменшення відношення a/b призводить до збільшення чутливості зміни ефективної діелектричної проникності до висоти повітряного проміжку. Це явище пов'язано з особливістю перерозподілу електромагнітного поля в повітряному проміжку під електродом, що демонструється рис. 2.15, на якому показано залежність нормальної до електрода складової напруженості електричного поля E_y вздовж площини сигнального електрода. Оскільки значення E_y залежить від напруги U між електродами та висоти підкладинки h_s , його було нормовано таким

чином, щоб уникнути цієї залежності. Як видно, складова E_y напруженості електричного поля досягає свого максимуму на краях сигнального електроду та зменшується ближче до його центру, а також має піки на краях заземлюючих електродів. Зменшення ширини сигнального електроду призводить до зростанням складової E_y напруженості електричного поля по всій довжині електроду.

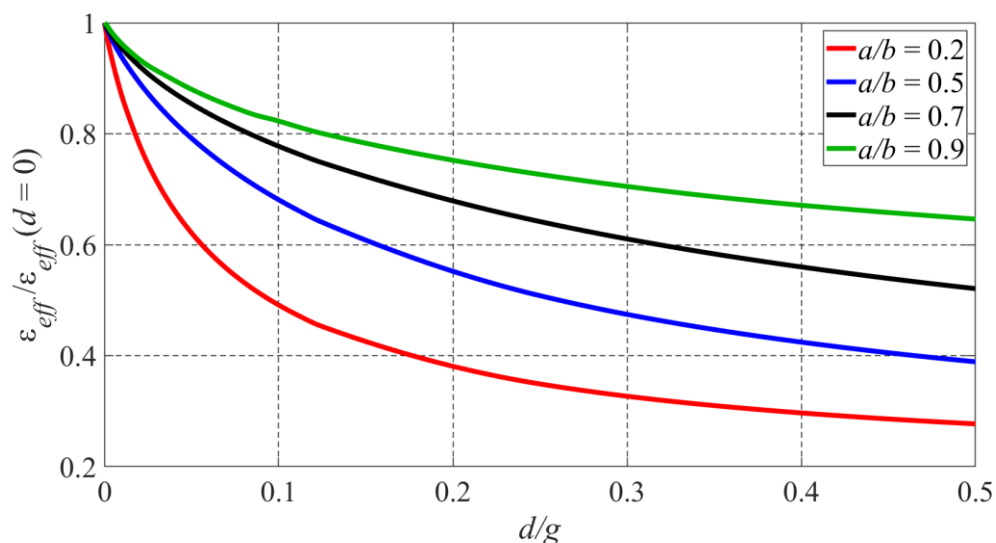


Рис. 2.14. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення a/b та $h_s/b=1$, $\varepsilon_s=10$

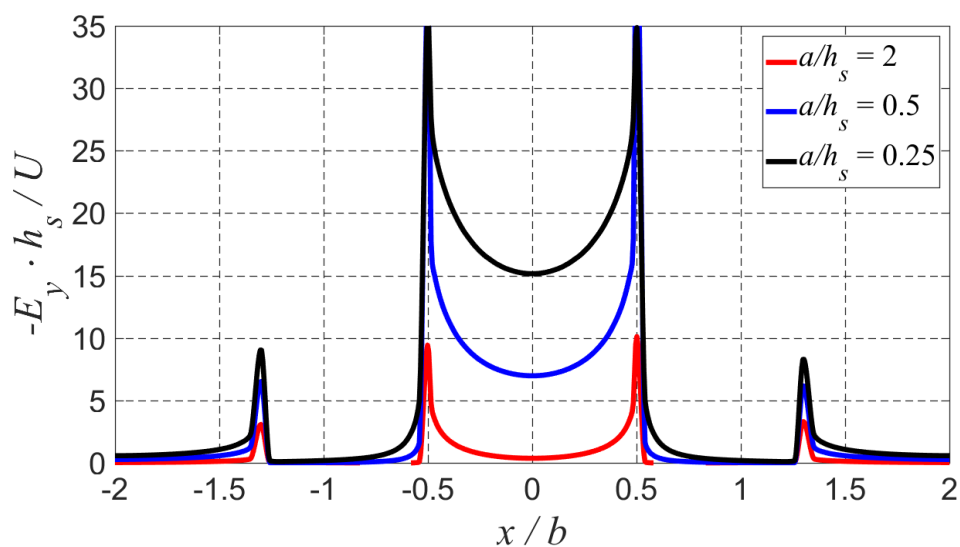


Рис. 2.15. Залежність нормованої нормальної компоненти електричного поля в площині $y=h_s+d$ вздовж сигнального електроду КЛ для різних значень відношення a/h_s та $\varepsilon_s=10$, $d/h_s=0.01$

Характеристичний опір, на відміну від діелектричної проникності, зростає разом зі збільшенням висоти повітряного проміжку, рис. 2.16. Зменшення ширини сигнального електрода КЛ призводить до зростання опору у всьому діапазоні перелаштування.

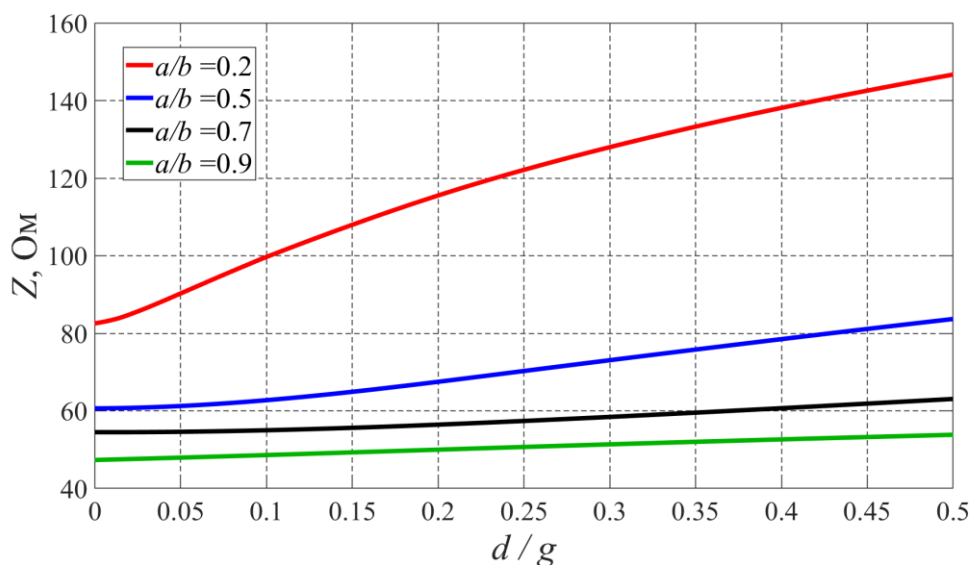


Рис. 2.16. Залежність характеристичного опору від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення a/b та $h_s/b=1$, $\epsilon_s=10$

Рис. 2.17 демонструє вплив висоти h_s підкладинки і відстані між заземлюючими електродами, що визначається параметром b , на діапазон перелаштування. Оскільки, електромагнітне поле зосереджене поблизу електродів КЛ, то його напруженість спадає віддаляючись від площині електродів де спостерігається його максимальне значення (рис. 2.12). Зменшення висоти підкладинки призводить до перерозподілу електромагнітного поля з об'єму діелектрика в повітряний простір під підкладинкою, зменшуючи значення ефективної діелектричної проникності за відсутності повітряного проміжку між сигнальним електродом і підкладинкою, що визначає верхню границю діапазону перелаштування. Отже, для тонких діелектричних підкладок даний метод не рекомендується через зниження діапазону перелаштування. Міра тонкості підкладинки визначається співвідношення між товщиною підкладинки та відстанню між заземлюючими електродами КЛ.

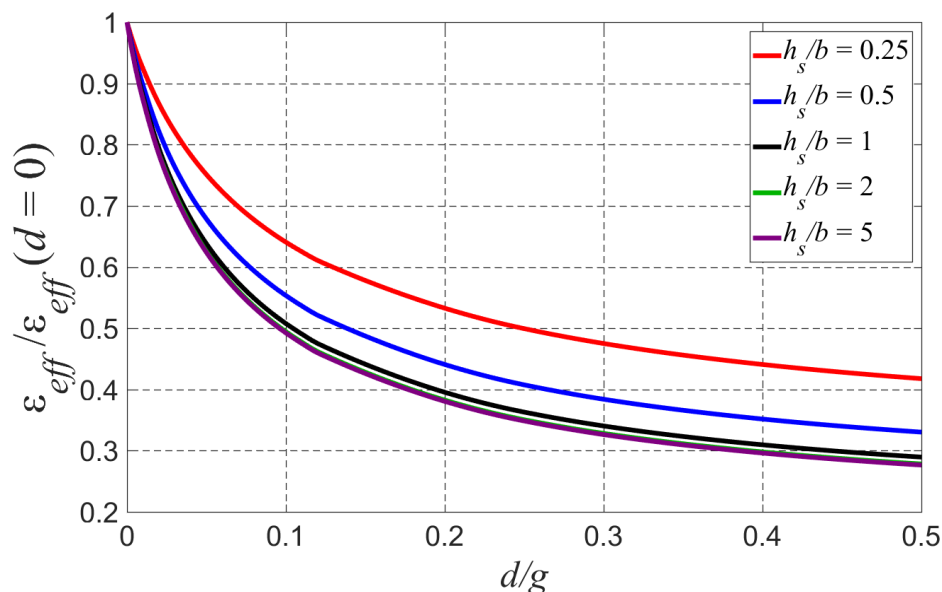


Рис. 2.17. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення h_s/b та $a/b=1$, $\epsilon_s=10$

Для параметрів КЛ, що наведено на рис. 2.17, товщина підкладинки повинна бути більшою ніж половина відстані між заземлюючими електродами. Збільшення параметру b також веде до зменшення ефективної діелектричної проникності за відсутності повітряного проміжку, а отже і до зниження діапазону перелаштування. Таким чином, факторами, що призводять до розширення діапазону перелаштування є збільшення висоти підкладинки або зменшення відстані між заземлюючими електродами. Разом із зростанням діапазону перелаштування, зростає і чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень сигнального електрода. Слід зазначити, що вказані фактори зменшують характеристичний опір лінії.

З рис. 2.18 видно, що іншим варіантом збільшення діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності є використання підкладинки з більшою діелектричною проникністю. Оскільки, теоретично, ефективна діелектрична проникність може змінюватись до одиниці, а збільшення діелектричної проникності підкладинки призведе до зростання значення ефективної діелектричної проникності КЛ за відсутності повітряного проміжку між сигнальним електродом та підкладинкою, то це забезпечить зростання всього діапазону перелаштування. Разом з тим, для більших значень діелектричної проникності підкладинки,

спостерігається вища чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до висоти повітряного проміжку та менший характеристичний опір.

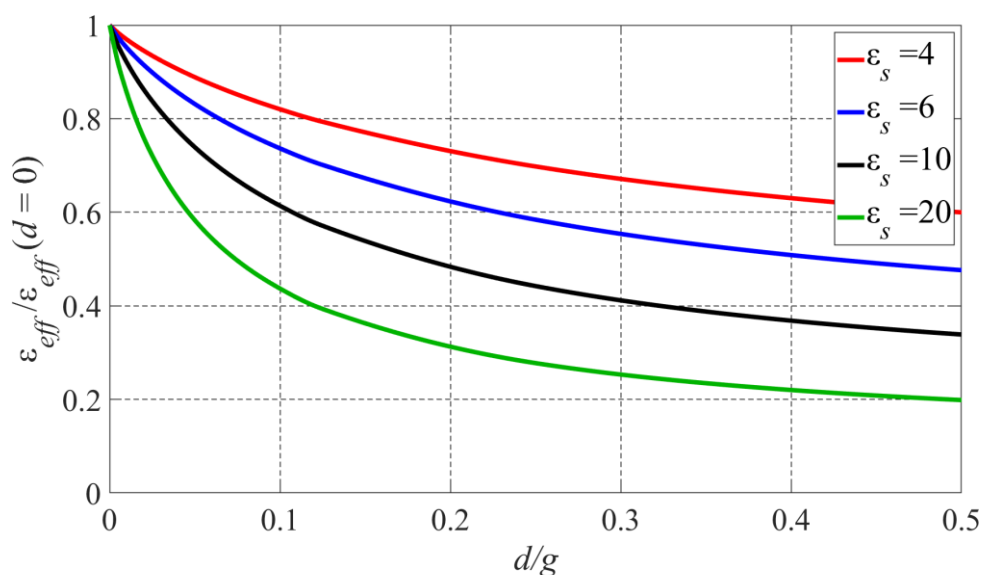


Рис. 2.18. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладки та $a/b=0.5$, $h_s/b=1$

2.4.2 Перелаштування ефективної діелектричної проникності КЛ внаслідок переміщення діелектричної пластини над електродами

Принцип перелаштування ефективної діелектричної проникності КЛ за рахунок переміщення діелектричної пластини над електродами КЛ показано на рис. 2.2. Розташування діелектричної пластини над електродами викликає зростання напруженості електричного поля в області повітряного проміжку, що продемонстровано на рис. 2.19. На ньому подано розподіл нормальної E_y та тангенціальної E_x до електродів КЛ компонентів електричного поля в поперечному перерізі копланарної лінії за наявності повітряного проміжку між електродами та діелектричною пластиною [13]. Компоненти електричного поля подано в безрозмірній формі за рахунок нормування їх на напругу на електродах та висоту підкладки. На відміну від випадку з відривом сигнального електроду, максимумами

компоненти E_y напруженості електричного поля спостерігаються на краях заземлюючих електродів.

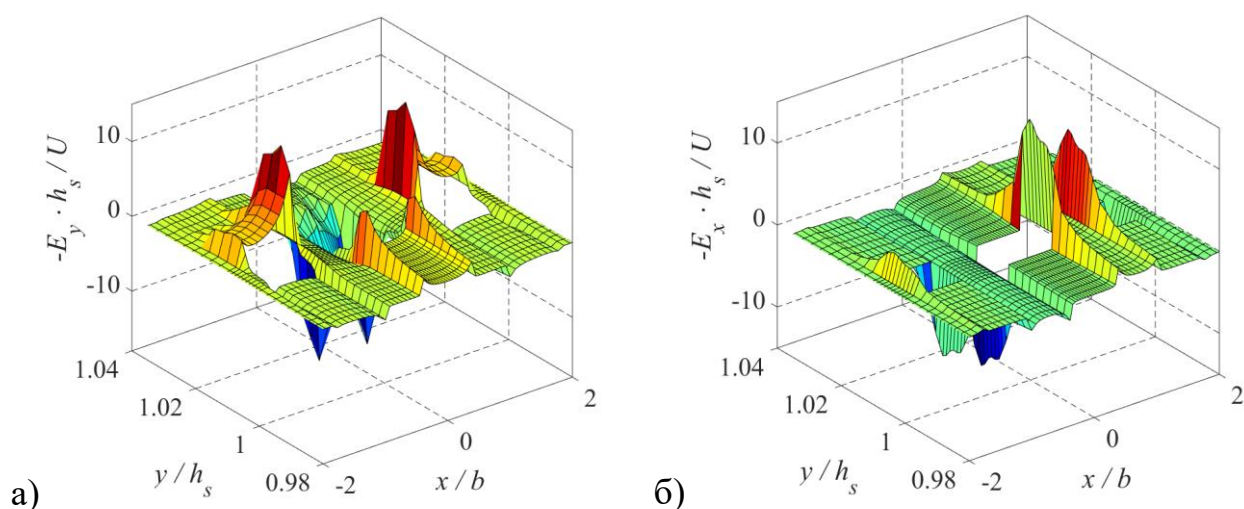


Рис. 2.19. Розподіл нормальної (а) та тангенціальної (б) компоненти електричного поля за наявності повітряного проміжку між електродами КЛ та діелектричною пластиною для наступних параметрів КЛ: $a/b=0.5$, $h_s/b=1$, $h_p/h_s=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $d/h_s=0.01$

Вивчено вплив геометричних та електрофізичних параметрів конструкції досліджуваної КЛ на діапазон перелаштування та чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень діелектричної пластини над поверхнею електродів КЛ. На рис. 2.20 показано залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку між електродами КЛ та діелектричною пластиною для різних значень відношення a/b . Зростання величини повітряного проміжку d призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності. Як і у випадку з переміщенням сигнального електрода, зменшення відношення a/b забезпечує розширення діапазону перелаштування та зростання чутливості зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини. Так само, як і для випадку переміщення сигнального електрода, віддалення діелектричної пластини призводить до збільшення характеристичного опору, що показано на рис. 2.21.

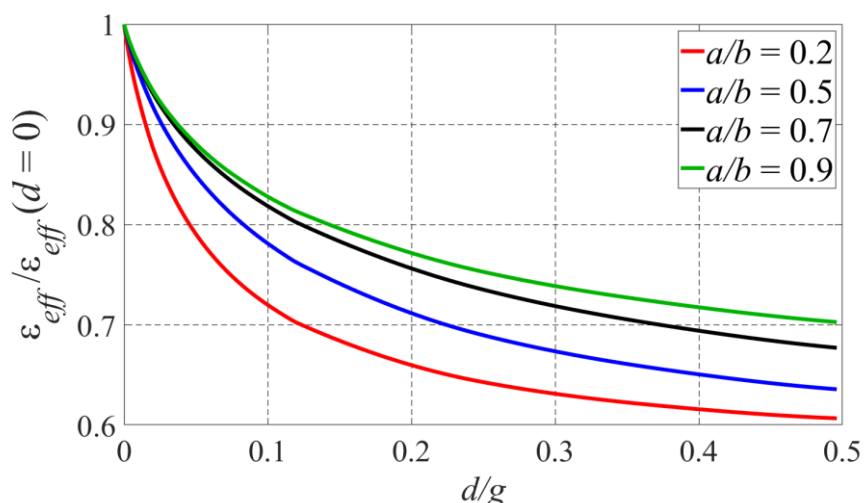


Рис. 2.20. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення a/b та $h_s/b=1$, $h_p/h_s=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$

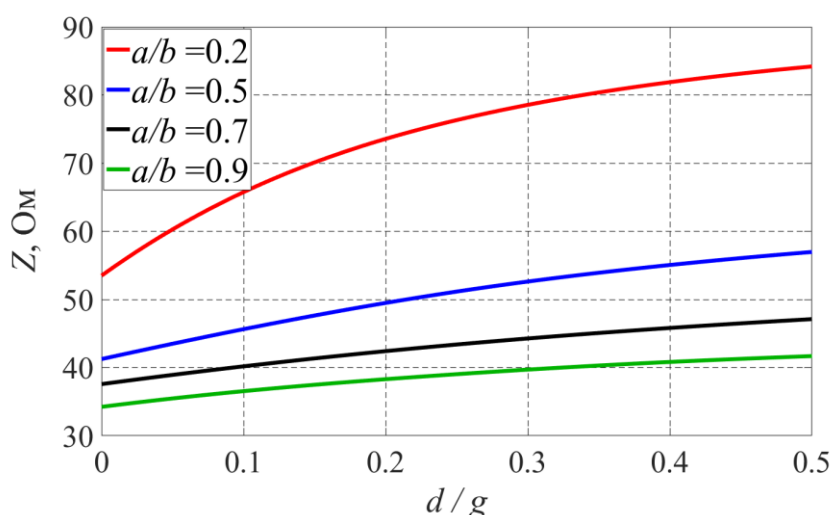


Рис. 2.21. Залежність характеристичного опору від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення a/b та $h_s/b=1$, $h_p/h_s=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$

Вплив діелектричної проникності пластини ϵ_p на чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини та діапазон перелаштування продемонстровано на рис. 2.22. Зростання діелектричної проникності пластини призводить до збільшення діапазону перелаштування внаслідок збільшення ефективної діелектричної проникності за відсутності повітряного проміжку між пластиною та електродами КЛ. Діелектрична проникність пластини також впливає

на чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини, що пов'язано з характером перерозподілу електромагнітного поля внаслідок переміщень. Для пояснення цього явища, на рис. 2.23 показано нормальну до електродів КЛ компоненту електричного поля на їх поверхні, тобто у площині $y = h_s + t_m$, для різних значень відношення діелектричної проникності пластини та підкладки. Збільшення діелектричної проникності пластини або зменшення діелектричної проникності підкладки призводить до зростання величини нормальної компоненти електричного поля у всій області повітряного проміжку.

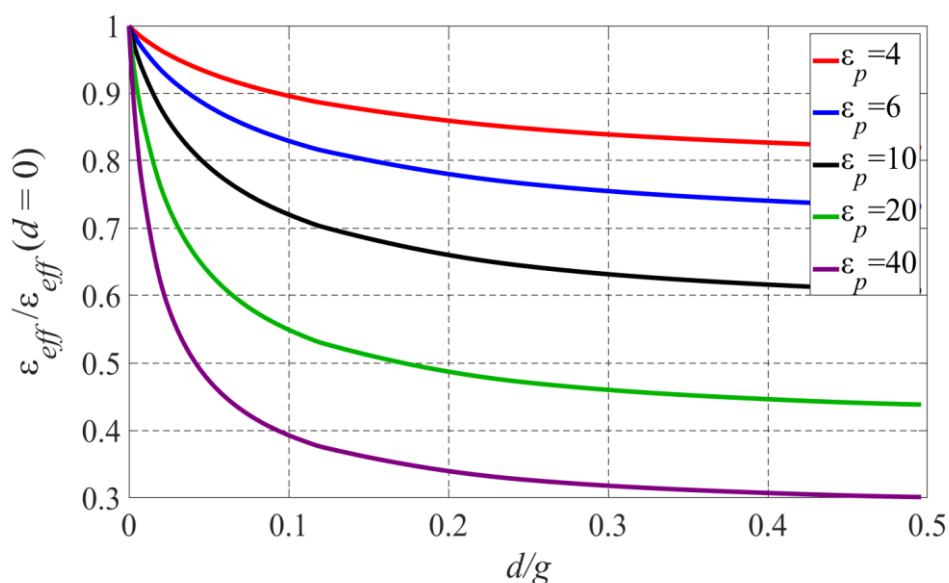


Рис. 2.22. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини ϵ_p та $a/b=0.5$, $h_s/b=1$, $h_p/h_s=1$, $\epsilon_s=10$

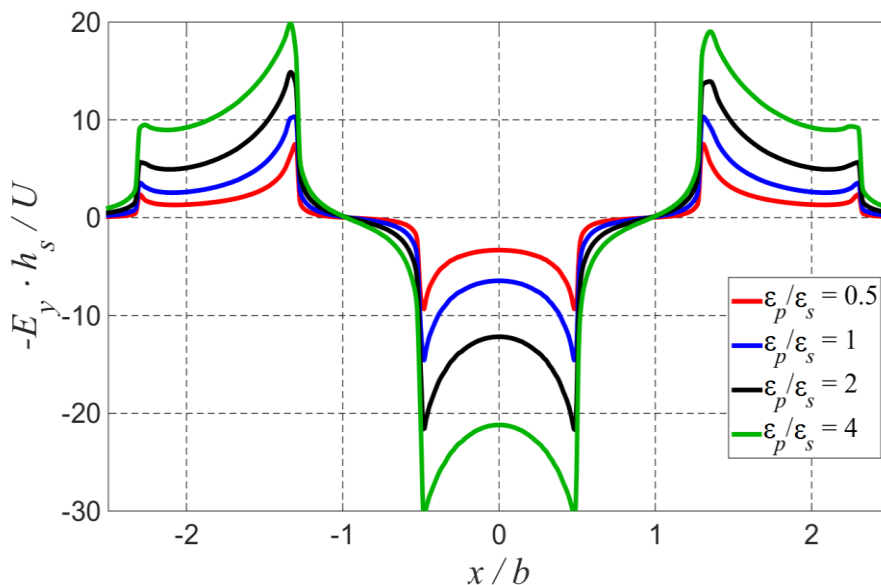


Рис. 2.23. Залежність нормованої нормальної компоненти електричного поля в площині $y=h_s+t_m$ вздовж електродів КЛ для різних відношень ϵ_p/ϵ_s та $a/b=0.5$, $h_s/b=1$, $h_p/h_s=1$, $d/h_s=0.01$

Вплив діелектричної проникності підкладинки на характеристики перелаштування ефективної діелектричної проникності показано на рис. 2.24.

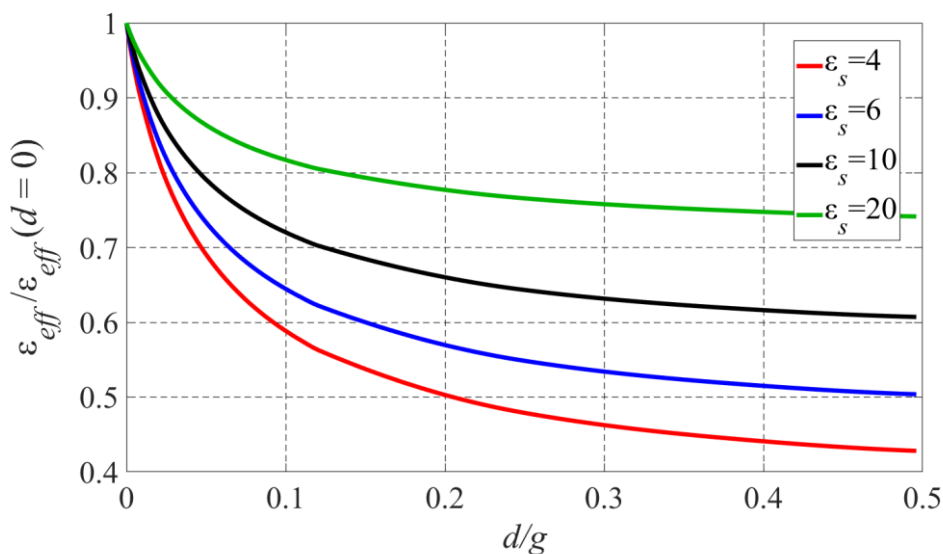


Рис. 2.24. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини ϵ_s та $a/b=0.5$, $h_s/b=1$, $h_p/h_s=1$, $\epsilon_p=10$

Крім того, для більших значень діелектричної проникності як пластини, так і підкладинки, спостерігається зростання характеристичного опору лінії у всьому діапазоні перелаштування.

Іншим фактором, що впливає на зміну характеристик перелаштування є як висота пластини, так і висота підкладинки, що демонструється рис. 2.25. На відміну від випадку з переміщенням сигнального електрода, зменшення висоти підкладинки КЛ веде до збільшення діапазону та чутливості перелаштування. Отже, вплив висоти підкладинки на характеристики перелаштування є протилежним в запропонованих методах. В залежності від заданої висоти підкладинки існує альтернатива у виборі методу перелаштування. Для тонких підкладінок (міру товкості підкладінок визначено в підрозділі 2.4.1) рекомендовано використовувати метод перелаштування за рахунок переміщення діелектричної пластини. Проте, для товстих підкладінок більш привабливим є перелаштування за рахунок переміщення сигнального електрода.

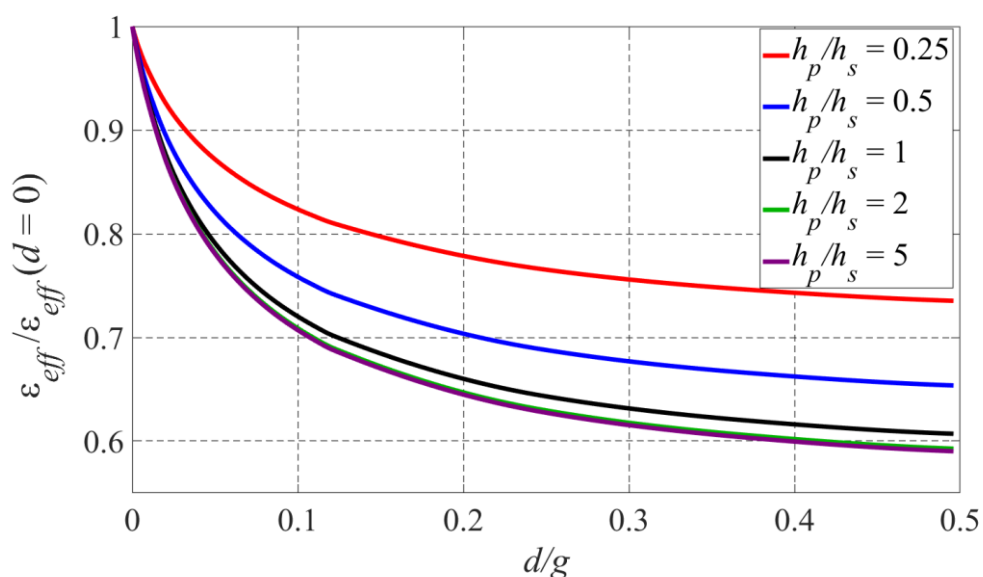


Рис. 2.25. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення h_p/h_s та $a/b=0.5$, $h_s/b=1$, $\varepsilon_s=10$, $\varepsilon_p=10$

Збільшення висоти пластини забезпечує розширення діапазону перелаштування та зростання чутливості зміни ефективної діелектричної

проникності до переміщень пластини. В той же час, використання товстих пластин викликає зменшення характеристичного опору та ускладнення в конструкції перелаштовуваної КЛ через зростання масогабаритних параметрів рухомих елементів та збільшення їх інерційності. Слід зазначити, що існує оптимальна висота пластини, перевищення якої не забезпечує подальше покращення характеристик перелаштування.

2.5 Втрати в мікромеханічно перелаштовуваних копланарних лініях

Одним із важливих питань в процесі проектування НВЧ приладів є розрахунок втрат. Мінімізація втрат часто є критичним завданням, особливо для перелаштовуваних пристроїв, які не повинні вносити додаткові суттєві втрати в пристрій. Типи втрат залежать від різних фізичних явищ. Для приладів на основі КЛ їх можна розділити на три види:

1. Втрати внаслідок випромінювання електромагнітних хвиль в зовнішній простір.
2. Діелектричні втрати, пов'язані з ненульовим значенням тангенсу діелектричних втрат в підкладинці та діелектричних частинах лінії.
3. Омичні дисипативні втрати в металевих частинах лінії за рахунок скін-ефекту. Такі втрати називають металічними.

Якщо геометричні розміри елементів лінії набагато менші ніж довжина хвилі то втрати на випромінювання набагато менші, ніж діелектричні і омичні втрати [161]. Тому далі будуть розглядатись тільки діелектричні та омичні втрати.

Діелектричні втрати в широкому діапазоні частот виникають, в основному, за рахунок теплового руху електронів, іонів, радикалів, доменів, полярних молекул або об'ємних зарядів локалізованих на неоднорідностях. Їх можна розділити на наступні види [168]:

1. Резонансні втрати, які виникають за збігу частоти коливань електромагнітного поля з власними частотами електронів або іонів.
2. Релаксаційні втрати, викликані поляризацією діелектриків.

3. Втрати на електропровідність за рахунок наявності вільних носіїв заряду.
4. Іонізаційні втрати внаслідок взаємодії іонів з фононами.
5. Втрати, пов'язані з розсіянням енергії на неоднорідностях діелектрика (шаруватість, газові включення і т.п.).

Діелектричні втрати описуються уявною складовою комплексної діелектричної проникності [168]:

$$\dot{\epsilon}_{eff} = \epsilon'_{eff} - j\epsilon''_{eff}, \quad (2.31)$$

де дійсна частина ϵ'_{eff} – це ефективна діелектрична проникність, а ϵ''_{eff} характеризує втрати і називається коефіцієнтом діелектричних втрат [169]:

$$\epsilon''_{eff} = \epsilon'_{eff} \operatorname{tg} \delta_{eff d}, \quad (2.32)$$

де $\operatorname{tg} \delta_{eff d}$ – ефективний тангенс кута діелектричних втрат.

Ефективний тангенс кута діелектричних втрат $\operatorname{tg} \delta_{eff d}$ може бути знайдений з розв'язків задачі (2.9). Враховуючи комплексний характер діелектричної проникності підкладинки та інших діелектричних частин КЛ, ефективна діелектрична проникність, яка знайдена за формулою (2.25), буде комплексною і її уявна частина описує діелектричні втрати.

Металічні втрати виникають внаслідок розігріву металевих частин КЛ. Потужність втрат в металевих частинах КЛ залежить від геометричних розмірів цих частин і визначається наступним чином:

$$P_m = \frac{R_s}{2} \oint_L |\mathbf{H}_\tau|^2 dl, \quad (2.33)$$

де $R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}$ – поверхневий опір металу внаслідок скін-ефекту [151], μ_0 – магнітна стала, σ – питомий опір металу, \mathbf{H}_τ – тангенціальна складова вектора магнітного поля на металевих поверхнях, L – контури усіх металічних поверхонь.

Потужність металічних втрат визначає сталу згасання в лінії ([151], с.80):

$$\alpha_m = \frac{P_m}{2P},$$

де P – потужність, що переноситься через поперечний переріз КЛ площею S , яка розраховується за формулою (2.19).

Враховуючи, що для малих $\operatorname{tg} \delta_{\text{eff } m}$, коли $\alpha_m \ll \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \frac{\omega}{c}$, $\alpha_m \approx \frac{1}{2} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \frac{\omega}{c} \operatorname{tg} \delta_{\text{eff } m}$, використовуючи вирази для напруженості магнітного поля (2.11), формулу (2.19) та формулу для поверхневого опору скін-шару R_s , отримаємо:

$$\operatorname{tg} \delta_{\text{eff } m} = \sqrt{\frac{1}{2\sigma\omega\mu_0\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{\oint \epsilon(l) \left(\frac{\partial\psi}{\partial y} \cos \alpha_x + \frac{\partial\psi}{\partial x} \cos \alpha_y \right)^2 dl}{\sum_{i=1}^N \left(\sqrt{\epsilon_i} \iint_{S_i} \left(\left(\frac{\partial\psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial\psi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy \right)}, \quad (2.34)$$

де $\epsilon(l)$ – відносна діелектрична проникність середовища вздовж контуру інтегрування, $\cos \alpha_x$ та $\cos \alpha_y$ – направляючі косинуси напрямку інтегрування.

2.5.1 Діелектричні втрати при перелаштуванні внаслідок переміщення сигнального електрода

На рис. 2.26 зображено залежність діелектричних втрат лінії передачі на основі КЛ, нормованих на значення тангенса кута нахилу втрат діелектричної підкладки КЛ $\operatorname{tg} \delta_s$, для різної ширини сигнального електрода. Як видно, зі зростанням повітряного проміжку між сигнальним електродом та діелектричної підкладкою діелектричні втрати зменшуються, оскільки відбувається перерозподіл електромагнітного поля з об'єму діелектрика в повітряний проміжок під електродом, в якому відсутні діелектричні втрати. Зменшення ширини сигнального електроду призводить також до зменшення діелектричних втрат за рахунок збільшення електричного поля, зосередженого в повітряному проміжку, рис. 2.15.

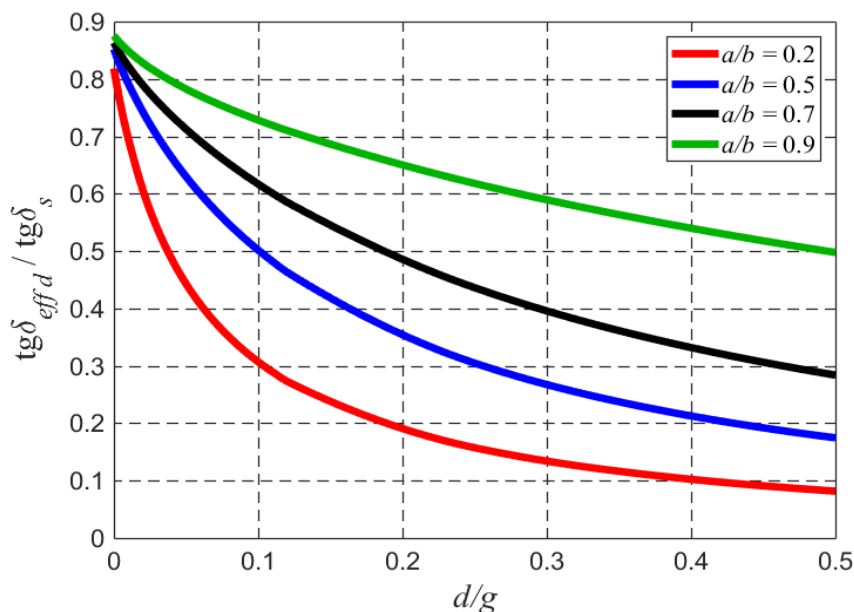


Рис. 2.26. Залежність нормованих діелектричних втрат КЛ від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення a/b та $h_s/b=1$, $\epsilon_s=10$

Вплив товщини діелектричної підкладки КЛ на зміну діелектричних втрат показано на рис. 2.27. За відсутності повітряного проміжку між сигнальним електродом та діелектричною підкладкою, величина діелектричних втрат зростає для більшої товщини діелектричної підкладки. Проте, із зростанням величини повітряного проміжку, чутливість зменшення діелектричних втрат вища для більшої товщини підкладки, а, отже, при подальшому збільшенні d втрати для неї будуть менші.

Залежність діелектричних втрат від висоти повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладки КЛ зображено на рис. 2.28. Так само, як і для різної товщини підкладки, збільшення діелектричної проникності підкладки КЛ призводить до зростання діелектричних втрат за відсутності повітряного проміжку. Але, в той же час, для більшої діелектричної проникності з ростом d .

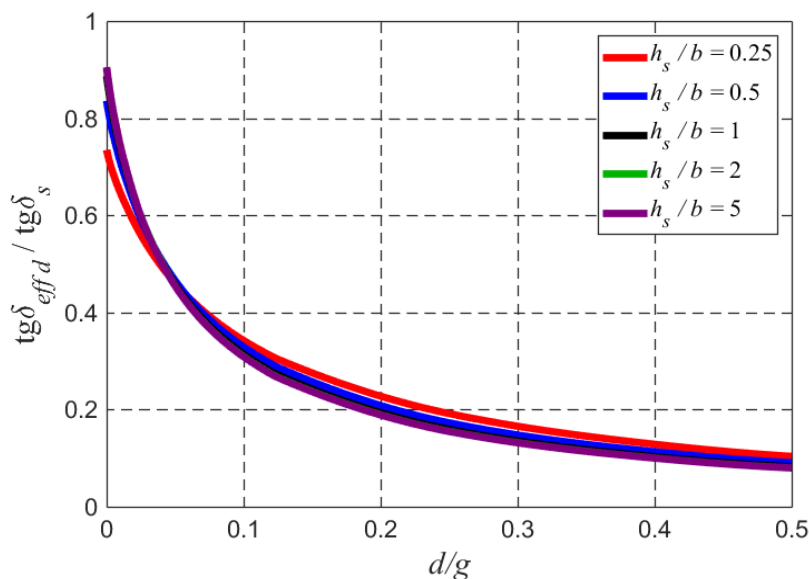


Рис. 2.27. Залежність нормованих діелектричних втрат КЛ від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення h_s/b та $a/b=0.5$, $\epsilon_s=10$

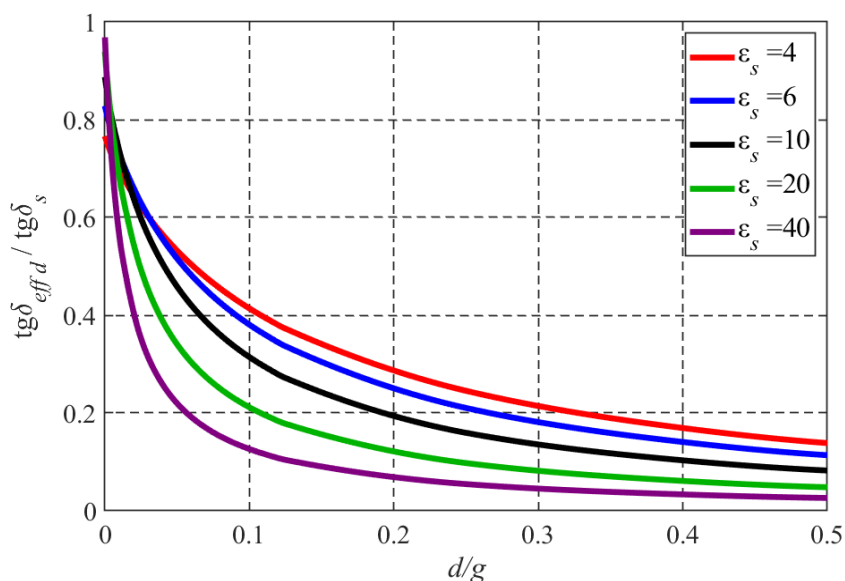


Рис. 2.28. Залежність нормованих діелектричних втрат КЛ від величини нормованого повітряного проміжку для різної діелектричної проникності підкладки КЛ та $a/b=0.5$ $h_s/b=1$

Таким чином, розглянутий метод перелаштування не тільки не вносить додаткових діелектричних втрат, але й зменшує втрати. Слід зазначити, що тенденції зменшення діелектричних втрат в залежності від електрофізичних та геометричних параметрів КЛ співпадають з тенденціями підвищення діапазону

перелаштування та чутливості ефективної діелектричної проникності до зміни повітряного проміжку [23].

2.5.2 Металічні втрати при перелаштуванні внаслідок сигнального електрода

Залежність металічних втрат від величини повітряного проміжку для різних значень відношень a/b показано на рис. 2.29. Зростання повітряного проміжку d призводить до зменшення металічних втрат. Це пов'язано з зменшенням діелектричної проникності під сигнальним електродом, що згідно з (2.11) призводить до зменшення тангенціальної до сигнального електрода складової магнітного поля.

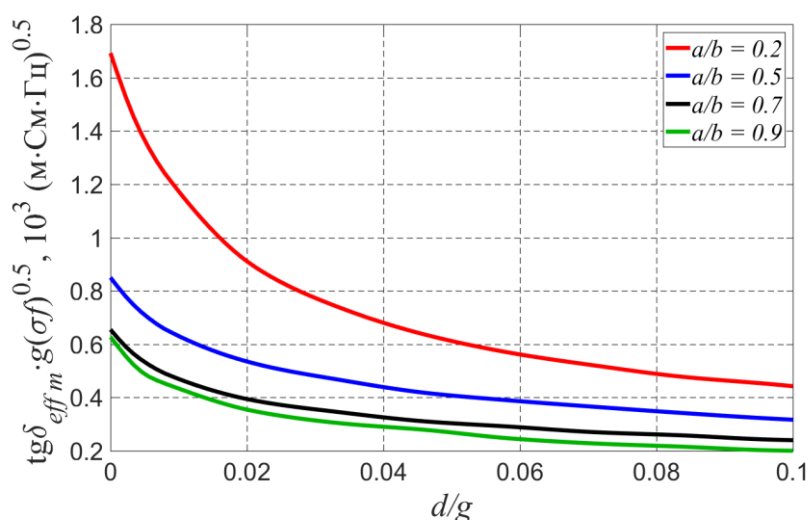


Рис. 2.29. Залежність металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення a/b та $h_s/b=1$, $\epsilon_s=10$

Проте, на відміну від діелектричних втрат, зменшення ширини сигнального електрода веде до збільшення металічних втрат, оскільки зростає тангенціальна до електрода компонента магнітного поля в площині сигнального електрода, що продемонстровано на рис. 2.30. На цьому рисунку представлено розподіл тангенціальної компоненти магнітного поля нормованої на товщину підкладки, напругу на електродах та хвильовий опір вакууму Z_0 . Тангенціальна компонента

магнітного поля має максимуми на краях сигнального електрода та локальний мінімум в центрі.

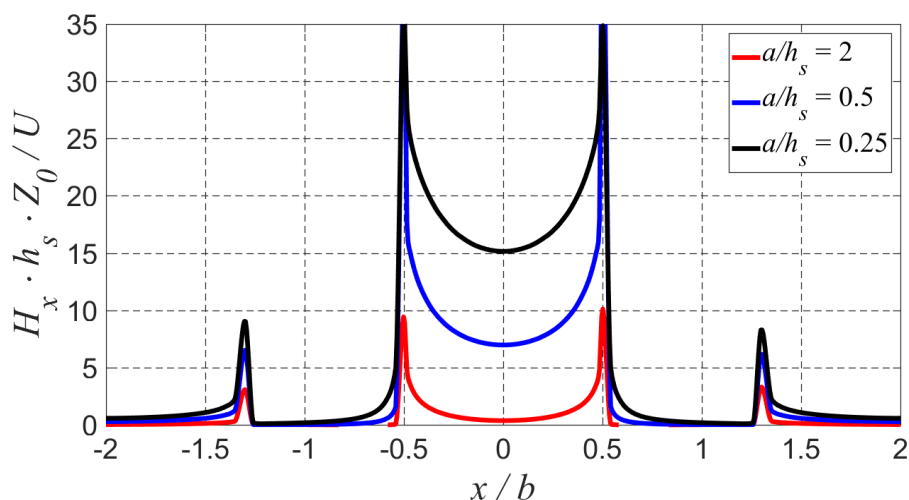


Рис. 2.30. Залежність нормованої тангенціальної компоненти магнітного поля в площині $y=h_s+d$ вздовж сигнального електрода КЛ для різних значень відношення a/h_s та $\epsilon_s=10$, $d/h_s=0.01$

На рис. 2.31 зображено вплив товщини підкладки КЛ на залежність металічних втрат від величини нормованого повітряного проміжку. Збільшення товщини діелектричної підкладки КЛ веде до зростання металічних втрат.

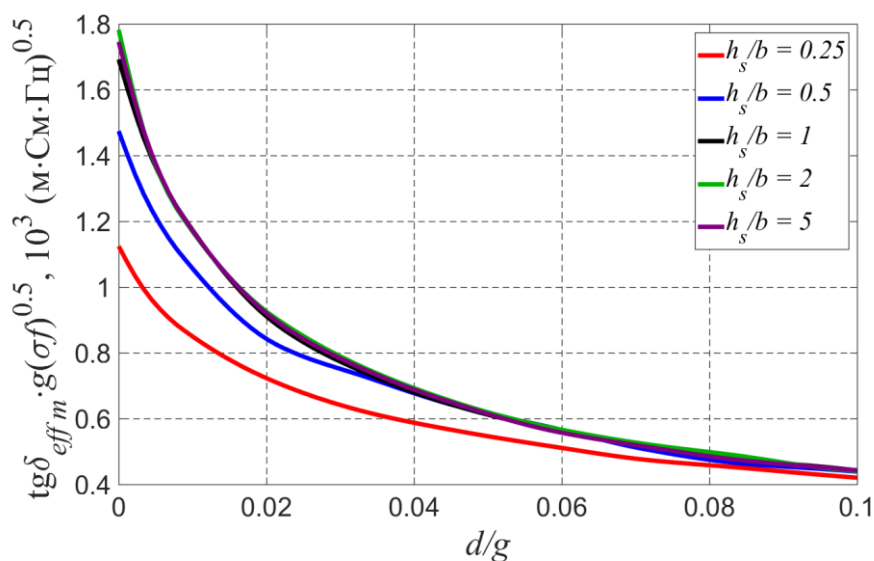


Рис. 2.31. Залежність металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення h_s/b та $a/b=1$, $\epsilon_s=10$

Залежність металічних втрат від величини повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладинки КЛ зображено на рис. 2.32. Збільшення діелектричної проникності підкладинки ϵ_s призводить до зростання металічних втрат, не тільки за відсутності повітряного проміжку, як у випадку діелектричних втрат, а у всьому діапазоні перелаштування.

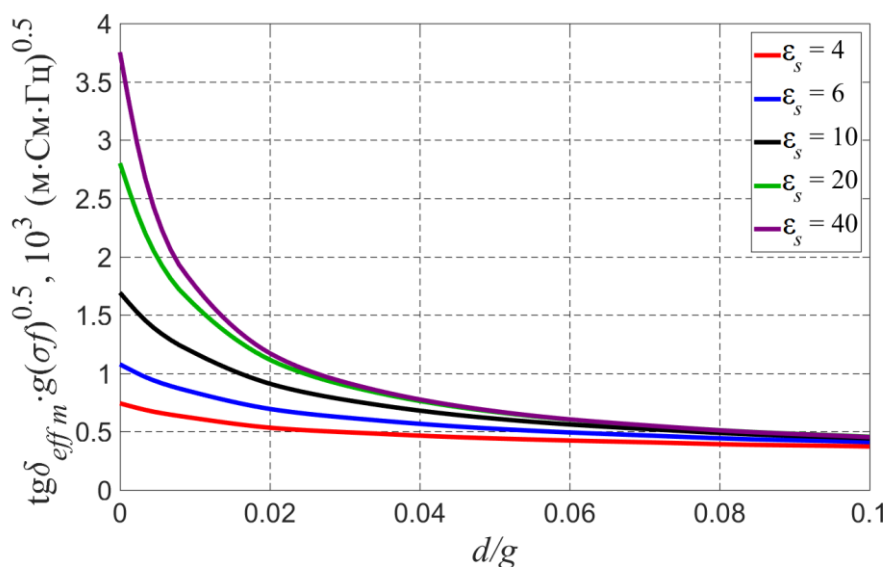


Рис. 2.32. Залежність металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладинки та $a/b=0.5$, $h_s/b=1$

2.5.3 Діелектричні втрати при перелаштування внаслідок переміщення пластини

Внаслідок перелаштування характеристик КЛ за допомогою переміщення діелектричної пластини над електродами КЛ, діелектричні втрати виникатимуть не лише у підкладинці КЛ, але, також, у пластині. У випадку, коли тангенс кута діелектричних втрат у пластині та підкладинці є настільки малими, що не призводять до суттєвого перерозподілу електромагнітного поля в лінії, втрати в них можна вважати адитивними, а тому, для зручності аналізу, їх можна вважати незалежними одні від одних. Для дослідження впливу електрофізичних та геометричних параметрів на діелектричні втрати у підкладинці $\text{tg} \delta_{\text{eff}} d s$, діелектричну пластину можна вважати ідеальною, а саме, прирівняти тангенс кута

діелектричних втрат $\text{tg} \delta_s$ в ній до нуля, і навпаки для втрат у діелектричній пластині $\text{tg} \delta_{\text{eff} d p}$, вважати $\text{tg} \delta_p = 0$, де $\text{tg} \delta_p$ тангенс кута діелектричних втрат у пластині [23].

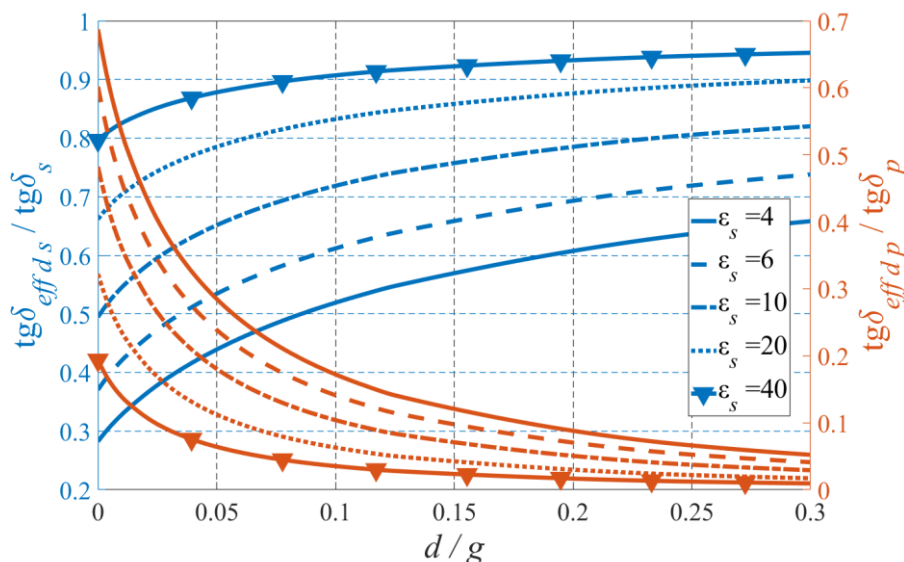


Рис. 2.33. Залежність нормованого ефективного тангенса діелектричних втрат у підкладинці та пластині від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладинки та $a/b=0.5$, $h_s/h_p=1$, $\epsilon_p=10$

Діелектричні втрати залежать від геометричних та електрофізичних параметрів елементів перелаштовуваної КЛ. Вплив діелектричної проникності підкладинки на втрати продемонстровано на рис. 2.33, де показано залежність ефективного тангенса кута діелектричних втрат у підкладинці $\text{tg} \delta_{\text{eff} d s}$ та пластині $\text{tg} \delta_{\text{eff} d p}$. Ефективний тангенс кута нормовано на тангенс кута діелектричних втрат матеріалів пластини та підкладинки, відповідно.

Втрати у підкладинці, зростають внаслідок перерозподілу електромагнітного поля на користь підкладинки. Збільшення відносної діелектричної проникності веде до зростання діелектричних втрат, внесених підкладинкою, у всьому діапазоні перелаштування. В свою чергу, втрати у діелектричній пластині, зменшуються зі зростанням повітряного проміжку, оскільки, зменшується електричне поле в діелектричній пластині і її вплив на ефективну діелектричну проникність.

Збільшення діелектричної проникності підкладинки веде до зменшення діелектричних втрат у пластині.

На рис. 2.34 показано залежність ефективного тангенсу кута діелектричних втрат у підкладинці та пластині для різних значень діелектричної проникності пластини. Зі зростанням повітряного проміжку, діелектричні втрати у підкладинці зростають, а у пластині – спадають.

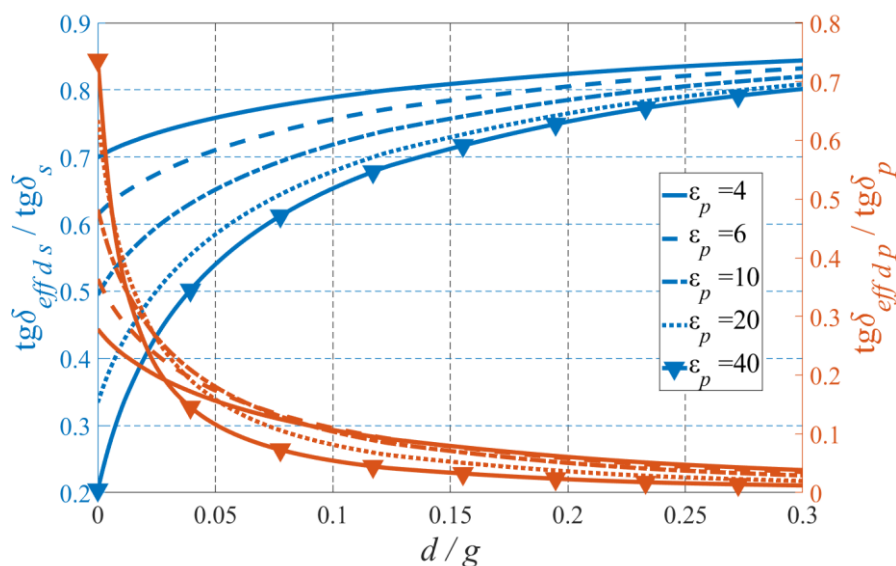


Рис. 2.34. Залежність нормованого ефективного тангенса діелектричних втрат у підкладинці та пластині від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини та $a/b=0.5$, $h_s/h_p=1$, $\epsilon_s=10$

Природа залежності діелектричних втрат від повітряного проміжку, для різних значень діелектричної проникності пластини, така ж сама, як і у випадку для різних значень діелектричної проникності підкладинки. Проте, зміна діелектричної проникності пластини має протилежний вплив. Збільшення діелектричної проникності пластини веде до зменшення діелектричних втрат у підкладинці, та до зростання діелектричних втрат у пластині. Слід зазначити, що чутливість зміни діелектричних втрат у пластині до її переміщень вища для більших значень діелектричної проникності пластини.

Оскільки, для підвищення чутливості зміни ефективної діелектричної проникності до переміщення та розширення діапазону перелаштування необхідно

обирати підкладинки з мінімально можливим значенням діелектричної проникності, а пластини, навпаки, з якомога більшим значенням ϵ_p , то внесок підкладинки в загальні втрати значно зменшується, а, отже, втрати будуть визначатись головним чином втратами в діелектричній пластині, які зменшуються зі зростанням повітряного проміжку d , що свідчить про відсутність внесення додаткових втрат.

Вплив відношення a/b на діелектричні втрати у підкладинці та пластині показано на рис. 2.35. Оскільки зменшення ширини сигнального електрода, a , отже, і відношення a/b , веде до зростання напруженості електричного поля у підкладині, то діелектричні втрати в ній будуть збільшуватись, а у пластині – зменшуватись.

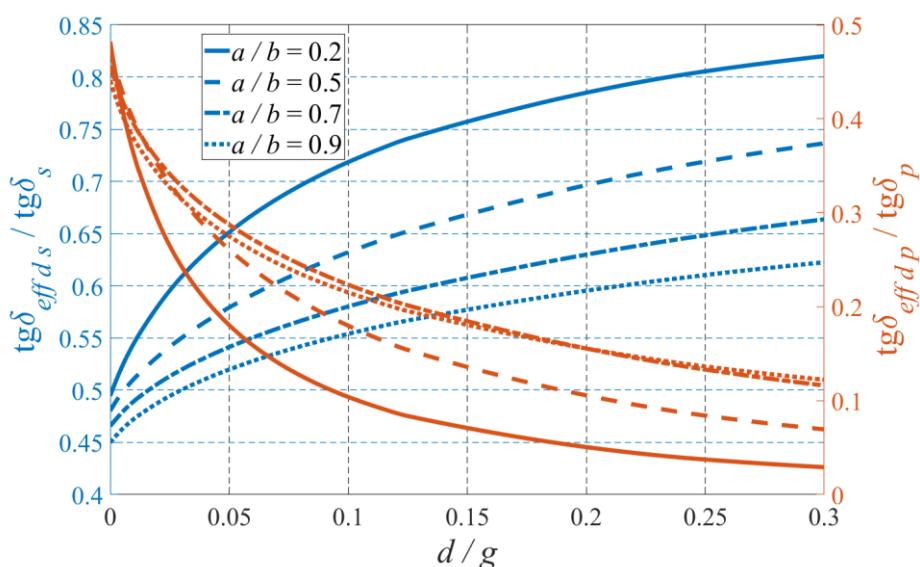


Рис. 2.35. Залежність нормованого ефективного тангенса діелектричних втрат у підкладинці та пластині від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень співвідношення a/b та $h_s/h_p=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$

На рис. 2.36 зображено залежність діелектричних втрат у підкладинці та діелектричних втрат у пластині від висоти повітряного проміжку, для різних значень відношення товщини діелектричної пластини до товщини діелектричної підкладинки.

Збільшення товщини діелектричної пластини веде до зменшення діелектричних втрат у підкладинці та збільшення діелектричних втрат внесених у пластині. Ці явища пов'язані з механізмом перерозподілу електромагнітного поля в

областях підкладинки, пластини, повітряного проміжку між електродами КЛ та діелектричною пластиною і повітряних областей під підкладинкою та над пластиною. Віддалення пластини призводить до зростання електричного поля у підкладинці і зменшення у повітряному проміжку та пластині. Товщини підкладинки та пластини визначають як напруженість електричного поля, так і енергію, що накопичується в цих областях. Збільшення висоти підкладинки та пластини призводить до зростання енергії, що накопичується в них.

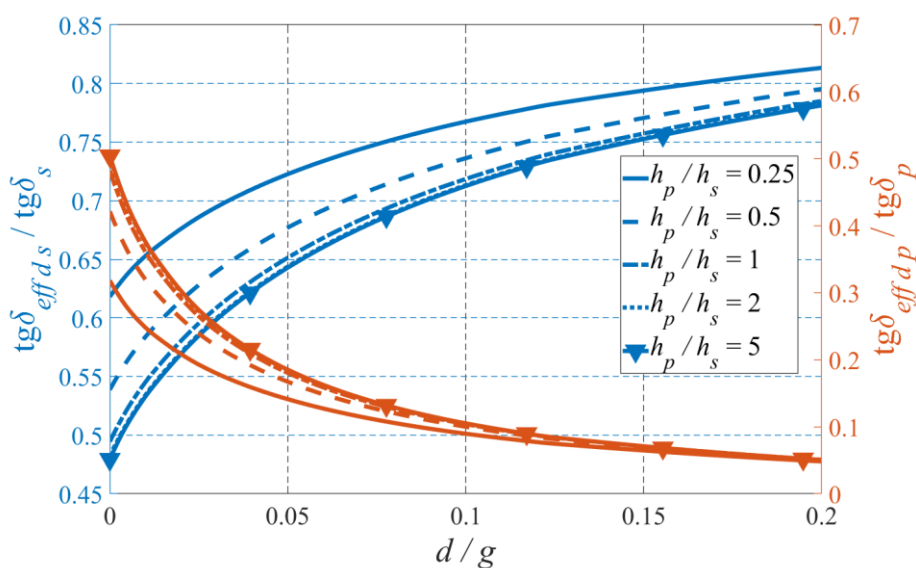


Рис. 2.36. Залежність нормованого ефективного тангенса діелектричних втрат у підкладинці та пластини від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення h_p/h_s та $a/b=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$

З проведеного аналізу випливає, що фактори, які призводять до зростання діапазону перелаштування та чутливості зміни ефективної діелектричної проникності КЛ до переміщень діелектричної пластини, також забезпечують зниження діелектричних втрат.

2.5.4 Металічні втрати при перелаштуванні внаслідок переміщення пластини

Згідно з (2.34) тангенс кута металічних втрат є обернено пропорційним до кореня квадратного з питомої електропровідності і частоти та залежить від відстані g між електродами, що визначає тангенціальну компоненту магнітного поля на

електродах КЛ. Щоб уникнути цих залежностей тангенс кута металічних втрат було нормовано відповідним чином. На рис. 2.37 показано залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат для різних значень відношення a/b . Характер зміни металічних втрат у випадку, який розглядається, схожий з випадком перелаштування внаслідок переміщення сигнального електрода.

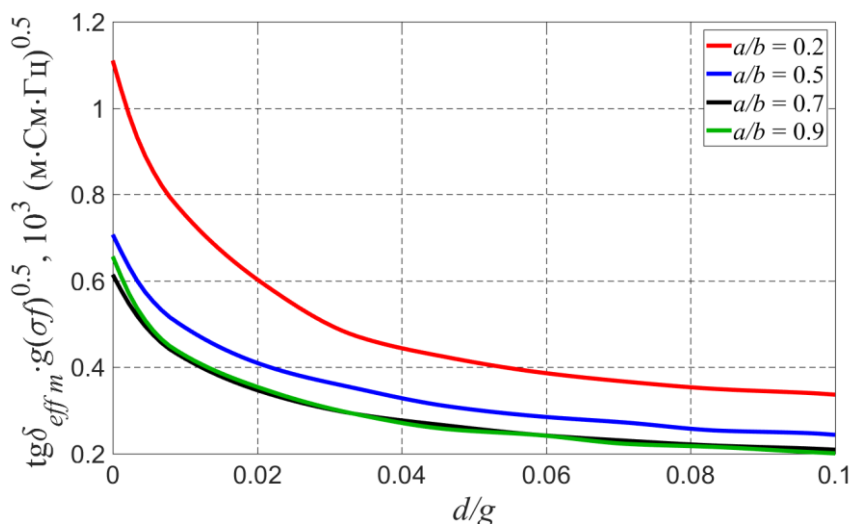


Рис. 2.37. Залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення a/b та $h_p/h_s=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$

Зростання повітряного проміжку призводить до зменшення металічних втрат, а зменшення ширини сигнального електрода веде до зростання металічних втрат у всьому діапазоні перелаштування. Це пояснюється тим, що внаслідок зменшення ширини сигнального електрода збільшується тангенціальна компонента магнітного поля в площині електрода, яка згідно з (2.33) визначає дисипативні металічні втрати.

Вплив діелектричної проникності підкладки та пластини на зміну тангенса кута металічних втрат продемонстровано на рис. 2.38 та рис. 2.39 відповідно. Зменшення діелектричної проникності підкладки та збільшення проникності пластини призводить до підвищення металічних втрат у всьому діапазоні перелаштування, що вступає в протиріччя з способами збільшення діапазону

перелаштування за рахунок зміни діелектричної проникності пластини і підкладки.

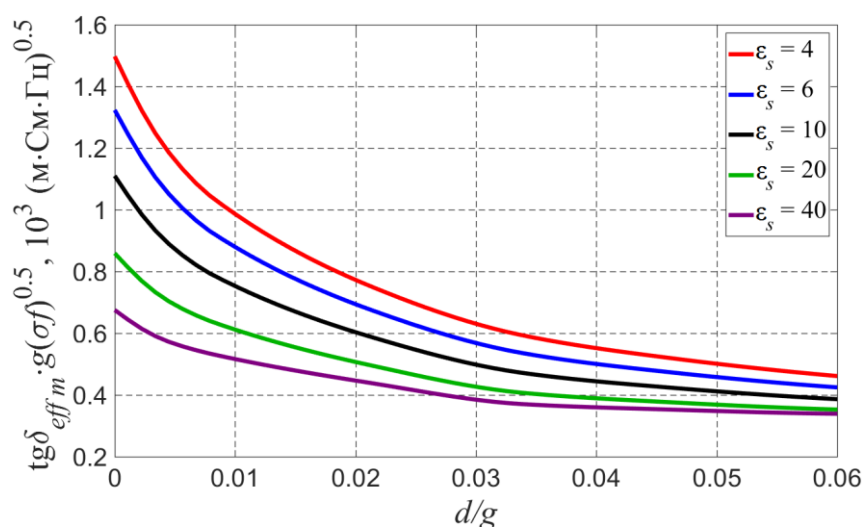


Рис. 2.38. Залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різного значення діелектричної проникності підкладки та $a/b=1$, $h_p/h_s=1$, $\epsilon_p=10$

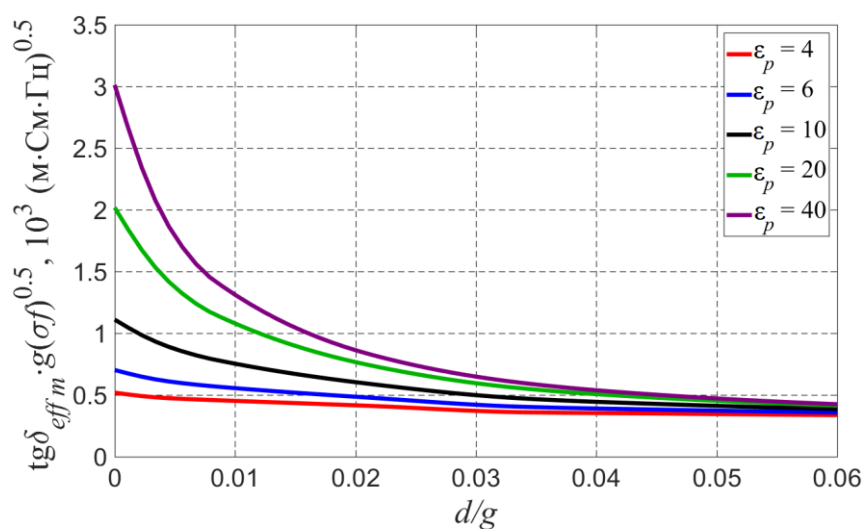


Рис. 2.39. Залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різного значення діелектричної проникності пластини та $a/b=1$, $h_p/h_s=1$, $\epsilon_s=10$

На рис. 2.40 показано залежність нормованого ефективного тангенса металічних втрат від величини нормованого повітряного проміжку для різного

співвідношення висоти діелектричної пластини до діелектричної підкладки КЛ. Збільшення висоти пластини та зменшення висоти підкладки веде до зростання металічних втрат, внаслідок особливостей перерозподілу електромагнітного поля, що розглянуто в розділі 2.4.2.

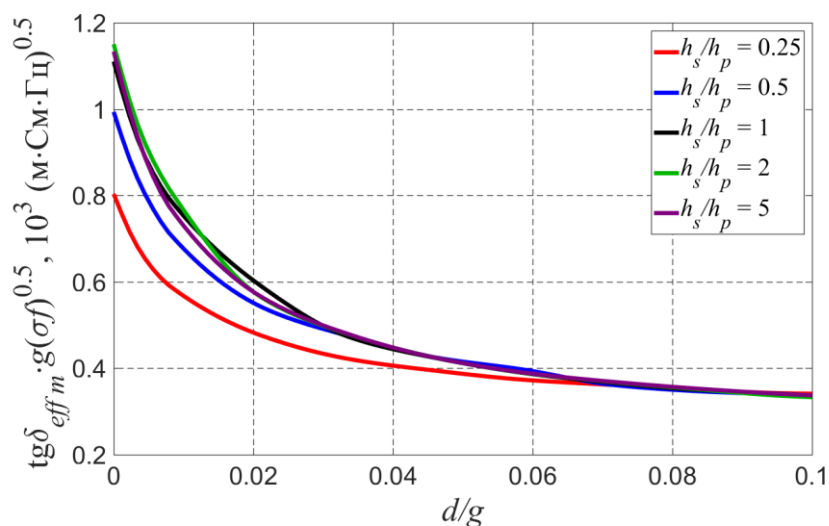


Рис. 2.40. Залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різного значення відношення h_p/h_s та $a/b=1$, $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$

2.6 Висновки до розділу

На основі двовимірного методу скінченних елементів розв'язано електродинамічну задачу для *TEM*-хвиль копланарної лінії з складним поперечним перерізом, що включає діелектричні або металеві поверхні, і запропоновано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору такої КЛ. Достовірність використовуваного метода підтверджується добрим узгодженням отриманих значень ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору з відомими літературними та експериментальними даними. Даний метод не має обмежень щодо геометричної форми поперечного перерізу лінії та її електрофізичних параметрів.

Встановлено, що переміщення сигнального електрода або діелектричної пластини над поверхнею підкладки у напрямі перпендикулярному до площини розташування електродів призводить до перерозподілу електромагнітного поля в лінії, що викликає

перелаштування ефективної діелектричної проникності КЛ. 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 підкладинки. Для типових параметрів КЛ переміщення складають десятки та сотні мікрометрів, що дозволяє використовувати сучасні електромеханічні рушії для реалізації електричного керування ефективної діелектричної проникності.

Для експериментального підтвердження отриманих результатів ефективна діелектрична проникність та характеристичний опір були визначені шляхом пошуку мінімального відхилення між елементами матриці розсіяння розрахованої зі схемної моделі КЛ на основі теорії кіл з розподіленими параметрами та елементами вимірної матриці розсіювання виготовленої КЛ. Вимірянні та розраховані значення ефективної діелектричної проникності добре узгоджуються між собою для різних параметрів перелаштовуваної КЛ.

Отримано залежності впливу електрофізичних та геометричних параметрів КЛ на діапазон перелаштування ϵ_{eff} та чутливість її зміни до переміщень сигнального електрода або діелектричної пластини. Встановлено, що розширити діапазон перелаштування та підвищити чутливість зміни до переміщень або зменшити необхідні переміщення сигнального електрода можна шляхом збільшення діелектричної проникності підкладинки або зменшення ширини сигнального електрода. У випадку переміщення діелектричної пластини над поверхнею електродів, вирішальну роль виконує саме пластина, а тому зростання діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності та чутливості її зміни до переміщень пластини реалізується шляхом збільшення діелектричної проникності пластини та зменшення діелектричної проникності підкладинки.

Виявлено, що для КЛ, виготовлених на тонкій діелектричній підкладинці, міра тонкості якої визначається співвідношенням висоти підкладинки та відстанню між заземлюючими електродами, для забезпечення більшого діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності рекомендовано використовувати метод переміщення діелектричної пластини. В той час, як для товстих підкладінок, краще використовувати метод переміщення сигнального електрода.

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 розширення 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.

Показано, що запропонований метод перелаштування ефективної діелектричної проникності не вносить додаткових втрат у всьому діапазоні перелаштування. Більш того, втрати, що вносяться діелектричними та металевими частинами КЛ, зменшуються із зростанням висоти повітряного проміжку між сигнальним електродом або діелектричною пластиню та підкладкою КЛ, що пов'язано з перерозподілом електромагнітного поля з об'єму діелектрика в область повітряного проміжку. Фактори, що призводять до зростання діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності, зменшують діелектричні втрати, але збільшують металічні втрати. Отже, якщо металічні втрати є домінуючими, то необхідно шукати компроміс між низькими втратами та діапазоном перелаштування.

Основні наукові результати, представлені в цьому розділі, викладено в роботах автора [13, 17, [23].

РОЗДІЛ 3. ЕКВІВАЛЕНТНІ ПАРАМЕТРИ МІКРОПЕРЕЛАШТОВУВАНИХ ЩІЛИННИХ ЛІНІЙ

Основними еквівалентними параметрами щілинних ліній (ЩЛ), так само як і для копланарних ліній, є ефективна діелектрична проникність та характеристичний опір. Методи перелаштування характеристик щілинної лінії схожі з методами перелаштування копланарної лінії і зображено на рис. 3.1. Перелаштування відбувається за рахунок переміщення додаткової діелектричної або металевої пластини над електродами ЩЛ.

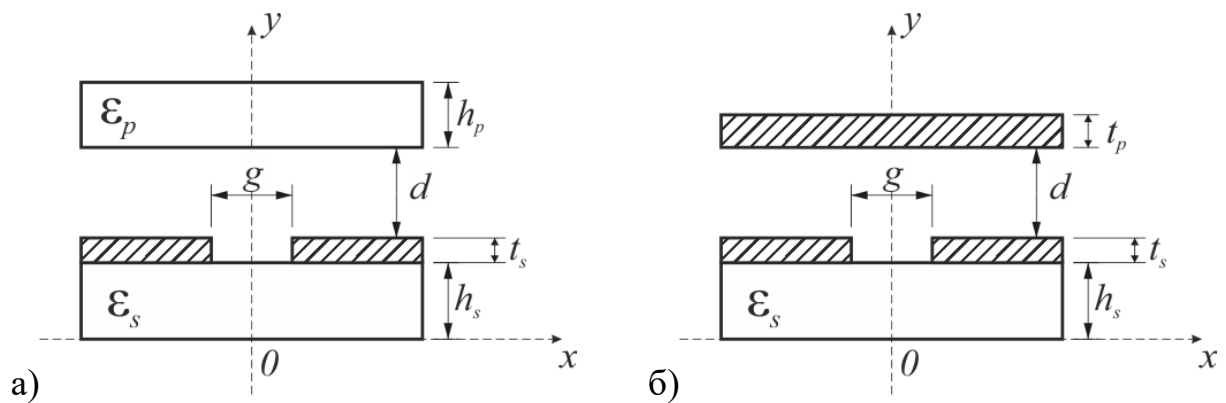


Рис. 3.1. Структура перелаштовуваної щілинної лінії: а) внаслідок переміщення діелектричної пластини; б) внаслідок металевої пластини

Існує багато методик розрахунку довжини хвилі та характеристичного опору щілинної лінії [170-173]. Проте, вони ґрунтуються на напів-емпіричних та наближених методах і мають обмежене застосування. В цьому розділі пропонується метод, що базується на строгому електродинамічному підході, що немає обмежень і який може бути застосовано в широкому діапазоні параметрів та будь-яких конструкцій смужкових ліній, включаючи наявність діелектричних або металічних тіл поблизу ліній. Досліджується вплив геометричних та електрофізичних параметрів на перелаштування ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору ЩЛ за рахунок зміни повітряного проміжку d між діелектричною пластиною електродами ЩЛ або між металевою пластиною та електродами ЩЛ.

3.1 Метод розрахунку еквівалентних параметрів щілинної лінії

Так само, як і для КЛ, еквівалентні параметри ЩЛ можуть бути знайдені за допомогою електродинамічного підходу. Розглянемо узагальнену ЩЛ, яка є однорідною в напрямку поширення хвилі Oz , а в поперечному перерізі система електродів розміщується в неоднорідному діелектричному середовищі, відносна діелектрична проникність якого описується функцією $\varepsilon(x, y)$. Головною відмінністю ЩЛ від КЛ є те, що основним типом хвиль, що поширюються у лінії є TE -мода, а не TEM -мода. TE -моди електромагнітного поля, визначаються векторним $\mathbf{A}^m = A^m \mathbf{e}_z$ та скалярним φ^m магнітними потенціалами, де \mathbf{e}_z – одиничний орт напрямку поширення електромагнітної хвилі. Вектори напруженостей електричного поля \mathbf{E} та магнітного поля \mathbf{H} виражаються через магнітні потенціали із (2.6)

Враховуючи умову калібрування Лоренца (2.7) та підставляючи (2.6) в рівняння Максвела (2.1) – (2.4), отримаємо рівняння відносно магнітних потенціалів:

$$\nabla^2 \left(\frac{A^m}{\varepsilon(x, y)} \right) + \mu \frac{\omega^2}{c^2} A^m = 0, \quad (3.1)$$

$$\nabla^2 \varphi^m + \varepsilon(x, y) \mu \frac{\omega^2}{c^2} \varphi^m = 0 \quad (3.2)$$

Будемо шукати розв'язки (3.1) та (3.2) у вигляді хвиль, що поширюються вздовж додатного напрямку осі Oz :

$$A^m = \phi(x, y) \exp(-j\beta_z z), \quad (3.3)$$

$$\varphi^m = \psi(x, y) \exp(-j\beta_z z), \quad (3.4)$$

де ϕ та ψ – функції розподілу векторного та скалярного потенціалів у поперечній площині Oxy , $\beta_z = \frac{2\pi}{\lambda}$ – стала поширення електромагнітної хвилі в лінії, λ – довжина хвилі в лінії.

З (3.2) та (3.4) маємо:

$$\nabla_{\perp}^2 \psi + \left(\varepsilon(x, y) \mu \frac{\omega^2}{c^2} - \beta_z^2 \right) \psi = 0, \quad (3.5)$$

де $\nabla_{\perp}^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$ — оператор Лапласа у поперечному перерізі лінії.

З (2.7) та (3.3) випливає, що:

$$A^m = \varepsilon(x, y) \mu \frac{\omega}{c^2 \beta_z} \phi^m, \quad (3.6)$$

а отже:

$$\phi(x, y) = \varepsilon(x, y) \mu \frac{\omega}{c^2 \beta_z} \psi(x, y). \quad (3.7)$$

Враховуючи, що лінія є однорідною у напрямку поширення хвилі і функція $\varepsilon(x, y)$ не залежить від z , з (3.1) та (3.7) випливає, що якщо функція $\psi(x, y)$ задовольняє рівнянню (3.5), то й рівняння (3.1) стає тотожністю.

Таким чином, задачу зведено до розв'язання рівняння (3.5). Слід зазначити, що (3.5) має ненульові розв'язки тільки для певних значень β_z , які називають власними числами, тобто (3.5) є задачею на власні числа. Кожному власному числу відповідає власна функція ψ , що визначає розподіл електромагнітного поля в поперечному перерізі лінії передачі.

Після знаходження функцій ψ , компоненти векторів електричного поля можуть бути знайдені як:

$$\begin{aligned} E_x &= Z_0 \mu \frac{\omega}{\beta_z} \frac{\partial \psi}{\partial y}; E_y = -Z_0 \mu \frac{\omega}{\beta_z} \frac{\partial \psi}{\partial x}; E_z = 0; \\ H_x &= \frac{\partial \psi}{\partial x}; H_y = \frac{\partial \psi}{\partial y}; H_z = j \frac{\varepsilon \mu \frac{\omega^2}{c^2} - \beta_z^2}{\beta_z} \psi, \end{aligned} \quad (3.8)$$

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

Задачу на власні числа та власні функції можна розв'язати методом скінченних елементів (МСЕ), який реалізовано у багатьох сучасних математичних пакетах. Наприклад можна використати toolbox PDE Matlab [174], який розв'язує узагальнену задачу на власні значення:

$$-\nabla_{\perp} \cdot (c \nabla_{\perp} u) + au = \kappa du, \quad (3.9)$$

де ∇_{\perp} – оператор набла в поперечному перерізі, κ – комплексне власне число, a , c та d – функції від x та y . Для задачі (3.5) у (3.9) слід прийняти $u = \psi$, $\kappa = \beta_z^2$, $d = 1$, $c = -1$, а $a = \varepsilon(x, y) \mu \frac{\omega^2}{c^2}$.

Розв'язання задачі методом скінченних елементів вимагає наявності обмеженої області простору. Тому, система, що досліджувалась, обмежувалась площинами, на яких задавалися або граничні умови Діріхле (2.14), або граничні умови Неймана (2.15), або узагальнені граничні умови Неймана (2.16). Детальніше алгоритм МСЕ описаний в розділі 2.1.

Розв'язок задачі можна записати як:

$$\psi(x, y) = \sum_{i=1}^N \psi_i \phi_i(x, y).$$

Зауважимо, що на відміну від КЛ, де задача зводилась до розв'язку системи лінійних алгебраїчних рівнянь (2.18), для щільної лінії необхідно розв'язати задачу на власні числа та власні вектори:

$$\mathbf{K}\Psi = \beta_z^2 \mathbf{M}\Psi, \quad (3.10)$$

де $K_{ij} = \iint_S \left(-\nabla \phi_i(x, y) \nabla \phi_j(x, y) + \varepsilon(x, y) \mu \frac{\omega^2}{c^2} \phi_i(x, y) \phi_j(x, y) \right) dx dy$, а

$$M_{ij} = \iint_S \phi_i(x, y) \phi_j(x, y) dx dy.$$

Розв'язки задачі на власні числа та власні функції (3.10) визначає сталу поширення в лінії, а отже й довжину хвилі в лінії λ . Розподіл електромагнітного

поля знаходять з (3.8). Але часто використовують інтегральні характеристики електромагнітного поля – ефективну діелектричну проникність та характеристичний опір, що дозволяє замінити лінію її моделлю у вигляді довгої лінії. Ефективна діелектрична проникність ϵ_{ef} визначає довжину хвилі в лінії:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (3.11)$$

де λ_0 – довжини хвилі у вакуумі, а характеристичний опір Z визначає зв'язок струму та напругу в лінії.

Як впливає з (3.11), ефективну діелектричну проникність лінії після розв'язання задачі (3.5) можна визначити з наступного співвідношення [21]:

$$\epsilon_{ef} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^2. \quad (3.12)$$

Характеристичний опір Z може бути визначено з різних міркувань. Але найчастіше його знаходять, виходячи з потужності, що передається в лінії [175]. З точки зору теорії кіл, середня за період потужність P в довгій лінії дорівнює:

$$P = \frac{I^2 Z}{2}, \quad (3.13)$$

де I – амплітуда струму в лінії. З іншого боку, ця потужність визначається вектором Пойтінга і може бути знайденою з розподілу електромагнітного поля [151]:

$$P = \frac{1}{2} \iint_S (E_x H_y^* - E_y H_x^*) ds, \quad (3.14)$$

де S – площа поперечного перерізу лінії.

Враховуючи (3.8) та (3.11), з (3.13), (3.14) впливає, що характеристичний опір може бути розраховано як:

$$Z = Z_0 \frac{\mu}{\sqrt{\epsilon_{ef}} I^2} \iint_S \left(\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi}{\partial y} \right)^2 \right) ds. \quad (3.15)$$

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

$$I = \oint_L |\mathbf{H}_\tau| dl, \quad (3.16)$$

де \mathbf{H}_τ – тангенціальна складова напруженості магнітного поля на електроді, L – контур у поперечному перерізі лінії вздовж поверхні електрода.

Для перевірки даного методу, розраховані значення ефективної діелектричної проникності порівнювались з даними із літературних джерел. В табл. 3.1 представлено значення розрахованої ефективної діелектричної проникності щілинної лінії на підкладинці з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon_s = 2,55$ та товщиною $h = 1,57$ мм та з даними із [172]. В табл. 3.2 представлено порівняння розрахованої ефективної діелектричної проникності з даними із [170] для різних значень електрофізичних параметрів. Результати розрахунків за допомогою представленого методу добре узгоджуються з літературними даними.

Таблиця 3.1. Ефективна діелектрична проникність щілинної лінії на підкладинці з $\varepsilon_s = 2,55$ та $h = 1,57$ мм

g/h	Частота, ГГц	Ефективна діелектрична проникність		
		Експеримент [172]	Розрахунок [172]	Даний метод
1,335	2	1,3133	1,2667	1,3207
	2,5	1,3324	1,2814	1,3425
	3	1,3449	1,2943	1,3615
	3,5	1,3789	1,3061	1,3773
	4	1,3313	1,3181	1,3902
10,71	2	1,1480	1,0896	1,1417
	2,5	1,1378	1,0988	1,1539
	3	1,1198	1,1057	1,1651
	3,5	1,1480	1,1127	1,1749
	4	1,1589	1,1245	1,1835
	5	1,1776	1,1341	1,1985
	6	1,1929	1,1488	1,2123

Таблиця 3.2. Ефективна діелектрична проникність щільних ліній з різними геометричними та електрофізичними параметрами

ϵ_s	g , мм	g / h	Ефективна діелектрична проникність			
			Частота, МГц	Експеримент [170]	Розрахунок [170]	Даний метод
13, 2	0,686	0,42	2180	4.1820	4.5657	4.1475
			2613	4.2338	4.7259	4.2489
			3019	4.3584	4.8516	4.3456
			3580	4.4135	5.0048	4.4909
			3952	4.6851	5.1419	4.5975
	1,3	0,78	2090	3.6420	4.0648	3.7771
			2598	3.8147	4.2688	3.9049
			2963	3.9524	4.3950	3.9751
			3454	4.1144	4.5657	4.0536
			3780	4.2512	4.6649	4.1000
	0,584	0,35	2197	4.3584	4.6649	4.4325
			2598	4.5463	4.8092	4.5463
			2963	4.6248	4.9383	4.6433
			3454	4.7465	5.0726	4.7738
3775			4.8731	5.1888	4.8625	
14,5	0,635	0,36	2215	4.7881	5.1419	4.7880
			2508	4.8092	5.2605	4.8688
			2896	4.9825	5.4083	4.9802
			3141	5.0726	5.5104	5.0550
			3433	5.1419	5.6153	5.1499
			3800	5.3584	5.7233	5.2794
	1,4	0,80	2106	4.2338	4.4697	4.2527
			2346	4.4321	4.5853	4.3269
			2651	4.4887	4.7054	4.4239
			3052	4.6448	4.8731	4.5607
			3304	4.7881	4.9825	4.6540
			3967	4.9825	5.2365	4.9325
	0,61	0,35	2215	5.2126	5.1419	5.3377
			2508	5.3833	5.2605	5.4210
			2896	5.5625	5.4083	5.5284
			3141	5.6420	5.5104	5.5971
			3434	5.8344	5.6153	5.6820
			3790	5.9488	5.7233	5.7906
20,3	0,61	0,18	2119	8.5999	8.5999	7.9197
			2475	9.0724	8.8577	8.4780
			2984	9.6447	9.2386	9.3921
			3331	9.5851	9.4675	10.065
			3773	10.1424	9.7656	10.934

3.2 Вплив геометричних та електрофізичних параметрів на зміну ефективної діелектричної проникності перелаштовуваних ЩЛ

Принципи мікромеханічного перелаштування ефективної діелектричної проникності щілинної лінії продемонстровано на рис. 3.1. Розміщення додаткового елемента безпосередньо поблизу електродів щілинної лінії веде до перерозподілу електромагнітного поля, а, отже, і до зміни ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору лінії. У якості додаткового елемента може виступати діелектрична або металева пластина, рис. 3.1а та рис. 3.1б відповідно. Неперервне переміщення діелектричної або металевої пластини забезпечує плавну зміну характеристик лінії.

3.2.1 Перелаштування ефективної діелектричної проникності ЩЛ внаслідок переміщення діелектричної пластини

Залежність ефективної діелектричної проникності щілинної лінії від висоти повітряного проміжку між електродами щілинної лінії та діелектричної пластиною для різного відношення g/b продемонстровано на рис. 3.2. Ефективну діелектричну проникність щілинної лінії нормовано на її величину за відсутності повітряного проміжку ($d=0$). Повітряний проміжок нормовано на висоту h_s підкладинки ЩЛ. Збільшення висоти повітряного проміжку веде до зменшення ефективної діелектричної проникності, оскільки послаблюється вплив діелектричної пластини на розподіл електромагнітного поля щілинної лінії. Найбільша зміна ефективної діелектричної проникності спостерігається для малих значень повітряного проміжку. Подальше зростання повітряного проміжку веде до поступового послаблення чутливості перелаштування до переміщень пластини і, як наслідок, до відсутності впливу діелектричної пластини на ефективну діелектричну проникність.

Зменшення відстані g між електродами ЩЛ призводить до зростання напруженість електричного та магнітного поля на краях електродів та в області повітряного проміжку і, як наслідок, до збільшення ефективної діелектричної проникності ЩЛ у всьому діапазоні перелаштування. Крім розширення діапазону

перелаштування, спостерігається також підвищення чутливості зміни ϵ_{eff} до переміщень пластини. На відміну від ефективної діелектричної проникності, характеристичний опір зростає разом зі збільшенням повітряного проміжку, рис. 3.3. Розширення діапазону перелаштування ϵ_{eff} шляхом зменшення відстані між електродами ЩЛ, також призводить до зниження характеристичного опору.

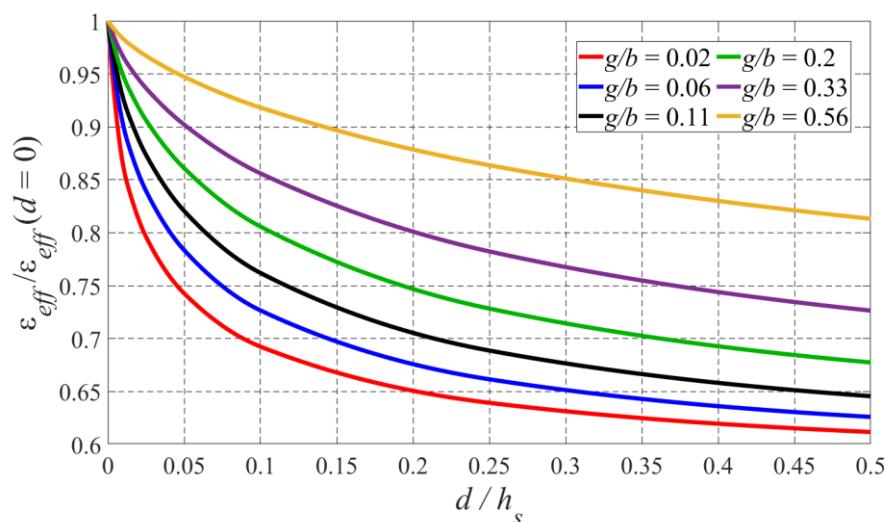


Рис. 3.2. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення g/b та $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $h_s/h_p=1$

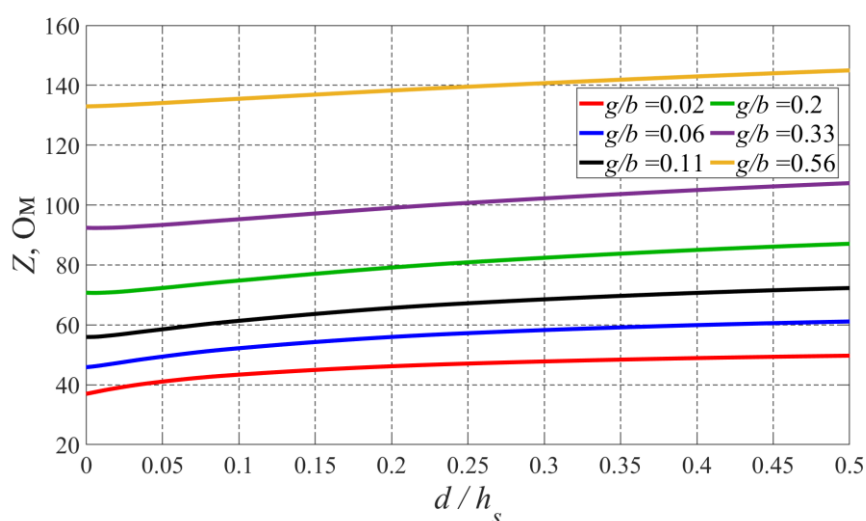


Рис. 3.3. Залежність характеристичного опору від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення g/b та $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $h_s/h_p=1$

Залежність ефективної діелектричної проникності щілинної лінії від висоти повітряного проміжку між електродами щілинної лінії та діелектричної пластиною для різних значень діелектричної проникності підкладки показано на рис. 3.4.

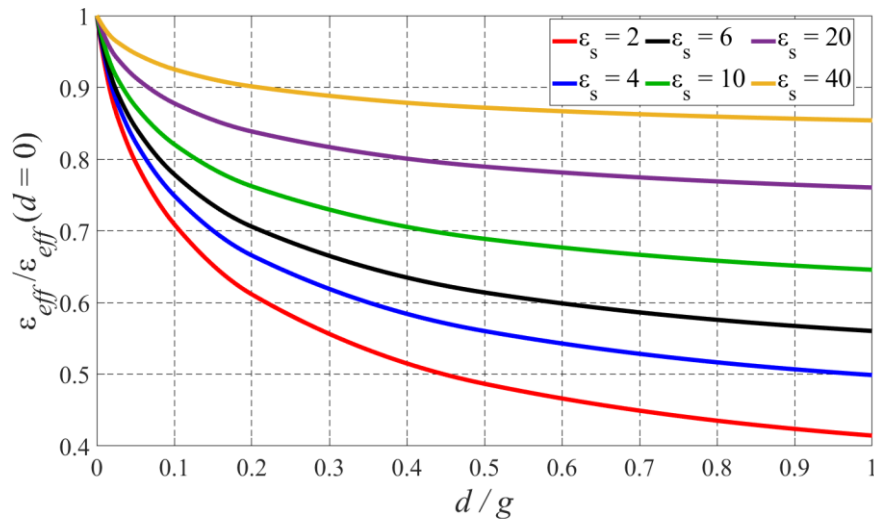


Рис. 3.4. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різного значення діелектричної проникності підкладки та $\varepsilon_p=10$, $h_p/h_s=1$, $g/b=0.11$

Повітряний проміжок нормовано на відстань g між електродами щілинної лінії. Із збільшенням діелектричної проникності ε_s підкладки щілинної лінії спостерігається зменшення як діапазону перелаштування, так і чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини. Це пов'язано з особливостями розподілу електромагнітного поля в діелектричних областях ЩЛ. Зі збільшенням діелектричної проникності підкладки електромагнітне перерозподіляється на користь підкладки і напруженість електричного поля в пластині і повітряному проміжку зменшується. В той же час, перелаштування ефективної діелектричної проникності викликано зміною напруженості електричного поля, що зосереджено в областях пластини та повітряного проміжку.

Вплив діелектричної проникності пластини на чутливість зміни ефективної діелектричної проникності ЩЛ до переміщення пластини над поверхнею електродів продемонстровано на рис. 3.5.

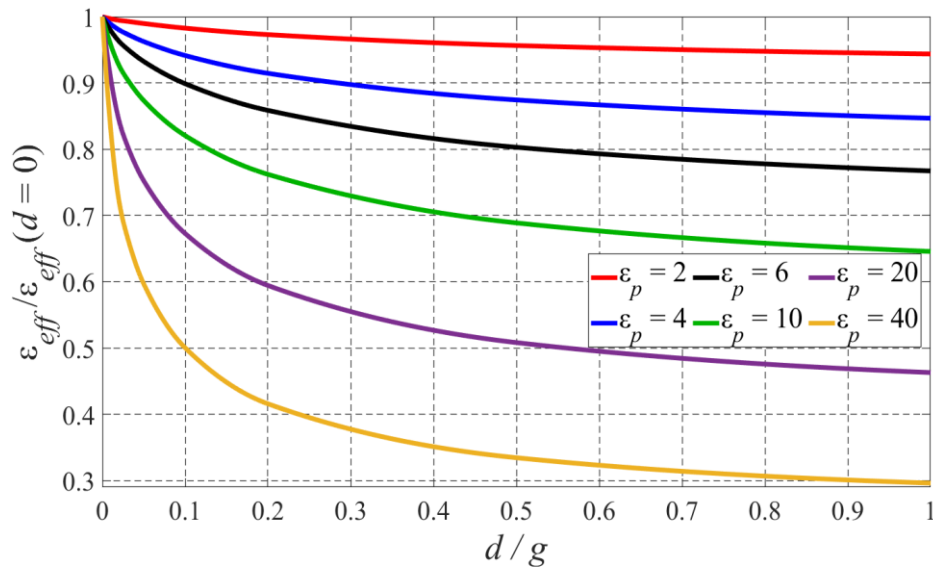


Рис. 3.5. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різного значення діелектричної проникності пластини та $\epsilon_s=10$, $h_p/h_s=1$, $g/b=0.11$

На відміну від діелектричної проникності підкладки, збільшення діелектричної проникності пластини забезпечує зростання чутливості та діапазону перелаштування. Це пов'язано з тим, що коли вплив діелектричної пластини на електромагнітне поле лінії практично відсутній, внаслідок її віддалення від ЩЛ, то ефективна діелектрична проникність визначатиметься лише параметрами ЩЛ та головним чином діелектричною проникністю підкладки. Це значення ефективної діелектричної проникності відповідає нижній межі її діапазону перелаштування і зменшується із зниженням діелектричної проникності підкладки. Верхня межа ефективної діелектричної проникності визначається за відсутності повітряного проміжку, коли діелектрична пластина має найбільший вплив на розподіл електромагнітного поля лінії. Тому збільшення діелектричної проникності пластини забезпечує зростання верхньої межі ефективної діелектричної проникності лінії і, як наслідок, всього діапазону перелаштування.

Зміна відносної діелектричної проникності як діелектричної пластини, так і підкладки, має однаковий вплив на значення характеристичного опору, а саме,

менші значення діелектричної проникності відповідають нижчим значенням характеристичного опору.

Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від висоти нормованого повітряного проміжку для різного співвідношення висоти пластини та підкладки показано на рис. 3.6. Розширити діапазон перелаштування та чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини можна за рахунок зменшення висоти підкладки ЩЛ, оскільки, у цьому випадку зменшується ефективна діелектрична проникність ЩЛ за відсутності діелектричної пластини, а це значення визначає нижню границю перелаштування. Вплив висоти рухомої діелектричної пластини має протилежні тенденції.

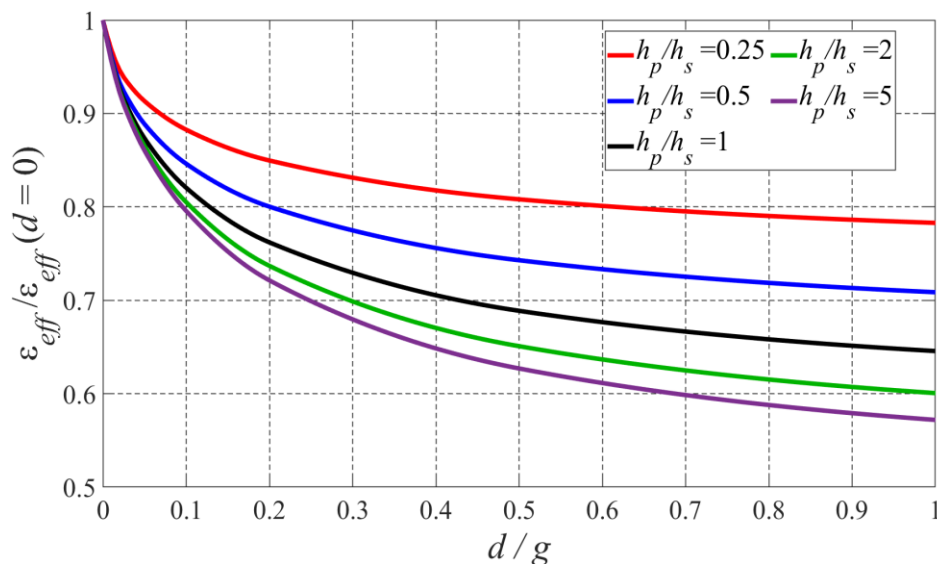


Рис. 3.6. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різного співвідношення висоти пластини та підкладки та $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $g/b=0.11$

Оскільки, розподіл електромагнітного поля у пластині та повітрі над нею залежить від товщини пластини так, що напруженість електричного та магнітного поля у повітрі зменшується зі зростанням h_p , то за відсутності повітряного проміжку між пластиною та електродами ЩЛ, ефективна діелектрична проникність збільшується з ростом товщини пластини, що веде до розширення діапазону

перелаштування. Проте, для великих значень висоти пластини електромагнітне поле буде сконцентровано в основному в пластині і зміна її висоти не впливає на ефективну діелектричну проникність коли $d=0$ а, отже, подальше зростання діапазону перелаштування не спостерігається. Слід відзначити, що разом з розширенням діапазону перелаштування ε_{eff} , шляхом збільшення висоти підкладки або зменшення висоти пластини, спостерігається зменшення характеристичного опору.

3.2.2 Перелаштування ефективної діелектричної проникності ЩЛ внаслідок переміщення металевої пластини

Принцип перелаштування ефективної діелектричної проникності ЩЛ внаслідок переміщення металевої пластини над поверхнею електродів представлено на рис. 3.1,б. Слід зазначити, що у разі використання металевої пластини, відсутність повітряного проміжку ($d=0$) між пластиною та електродами призводить до електричного з'єднання електродів ЩЛ між собою, а, отже, зрівнює потенціали між ними. За відсутності напруги між електродами ЩЛ напруженість електричного поля в області між електродами 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 підкладці. Вплив висоти повітряного проміжку на зміну розподілу тангенціальної до електродів компоненти E_x електричного поля в площині $x=0$ продемонстровано на рис. 3.7. Значення E_x нормовано на відстань g між електродами та напругу U для уникнення її залежності від цих величин. Оскільки щілинні лінії найчастіше використовують не як окремі лінії передачі, а як допоміжні лінії у пристроях на основі мікросмужкових та копланарних ліній, то відсутність повітряного проміжку між металевою пластиною та електродами ЩЛ веде до зникнення впливу щілинної лінії на характеристики пристрою.

На рис. 3.8 показано залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від величини нормованого повітряного проміжку між електродами ЩЛ

та металевою пластинною для різних значень відношення g/b . Повітряний проміжок нормовано на висоту h_s підкладки ЩЛ. Зростання відстані між електродами ЩЛ веде до зменшення напруженості електромагнітного поля в області повітряного проміжку і, як результат, до зменшення діапазону перелаштування та чутливості зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень металевої пластини.

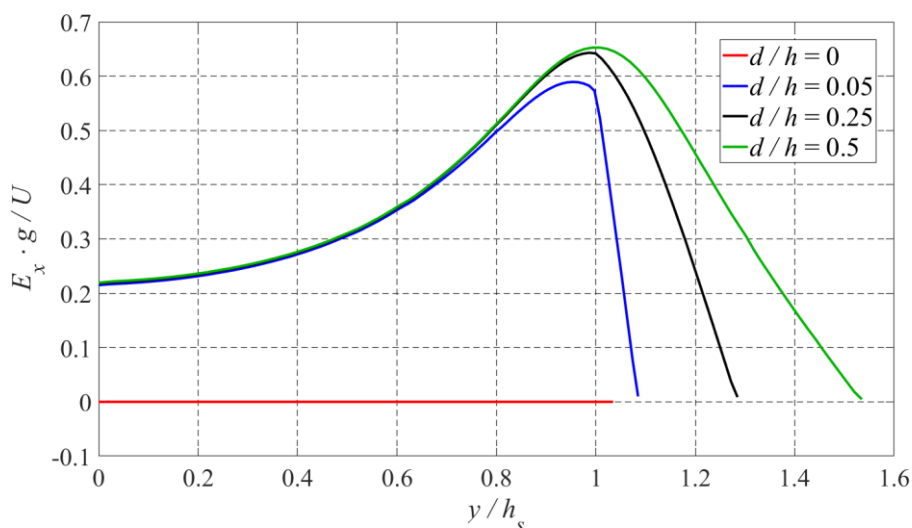


Рис. 3.7. Вплив висоти повітряного проміжку на зміну нормованої тангенціальної до електродів компоненти у площині ($x = 0$) та $\epsilon_s=10$, $h_s/g=2$, $g/b=0.11$

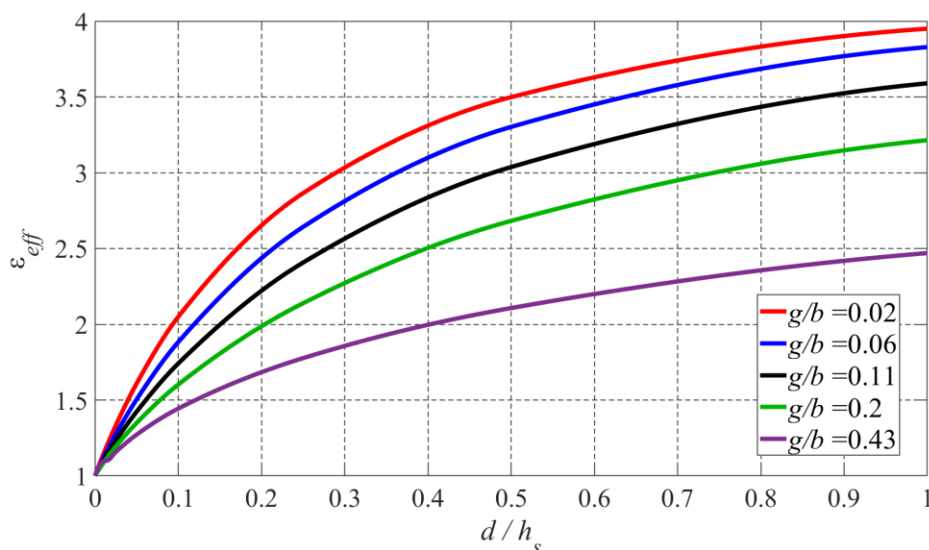


Рис. 3.8. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення g/b та $\epsilon_s=10$

За відсутності повітряного проміжку, і, як наслідок, різниці потенціалів, характеристичний опір ЩЛ дорівнюватиме нулю, що відповідатиме нижній границі діапазону перелаштування. Віддалення металевої пластини призводить до збільшення характеристичного опору, рис. 3.9, за рахунок зростання напруженості електричного поля в лінії та повітряному проміжку (рис. 3.7). Верхня границя діапазону перелаштування визначатиметься характеристичним опором ЩЛ без металевої пластини.

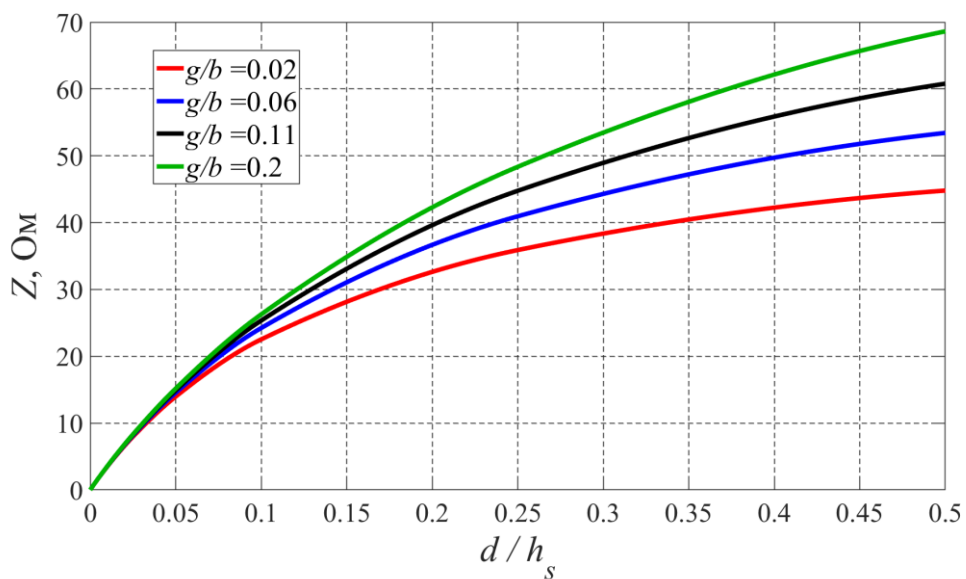


Рис. 3.9. Залежність характеристичного опору від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення g/b та $\epsilon_s=10$

Залежність ефективної діелектричної проникності щілинної лінії від висоти повітряного проміжку між металевою пластинною та електродами ЩЛ для різних значень діелектричної проникності підкладки показано на рис. 3.10. Повітряний проміжок нормовано на відстань g між електродами ЩЛ. Віддалення металевої пластини від електродів ЩЛ призводить до зростання напруженості електричного та магнітного поля лінії (рис. 3.7) і, як результат, до зростання ефективної діелектричної проникності. Зміна напруженості компонент електромагнітного поля лінії залежить від значення відносної діелектричної проникності підкладки так, що для більших значень ϵ_s спостерігається сильніше

збурення поля, а, отже, і вища чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень.

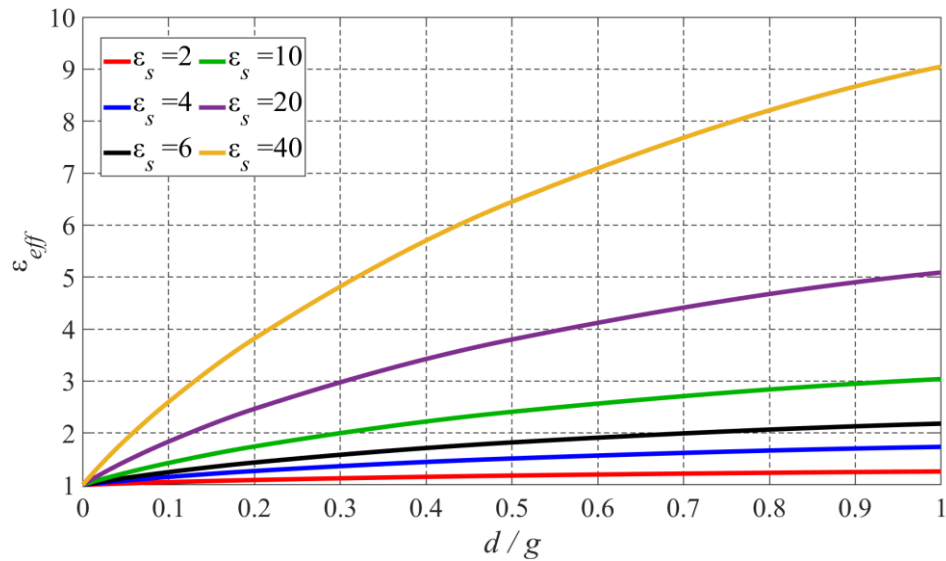


Рис. 3.10. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різного значення діелектричної проникності підкладки та $h_s/g=2$, $g/b=0.11$

Це явище можна пояснити й іншим чином. Якщо металева пластина віддалена настільки далеко, що її вплив на розподіл електромагнітного поля в лінії відсутній, то ефективна діелектрична проникність визначатиметься параметрами ЦЛ, що відповідатиме верхній границі діапазону перелаштування. Збільшення діелектричної проникності підкладки веде до зростання ефективної діелектричної проникності за відсутності металевої пластини, а, отже, і до розширення діапазону перелаштування та зростання чутливості зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень металевої пластини. Слід зазначити, що характеристичний опір лінії вищий для менших значень діелектричної проникності підкладки.

Природа впливу висоти підкладки ЦЛ на діапазон перелаштування та чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень металевої

пластини (рис. 3.11) схожа з впливом h_s у випадку перелаштування ε_{eff} КЛ внаслідок переміщення сигнального електрода.

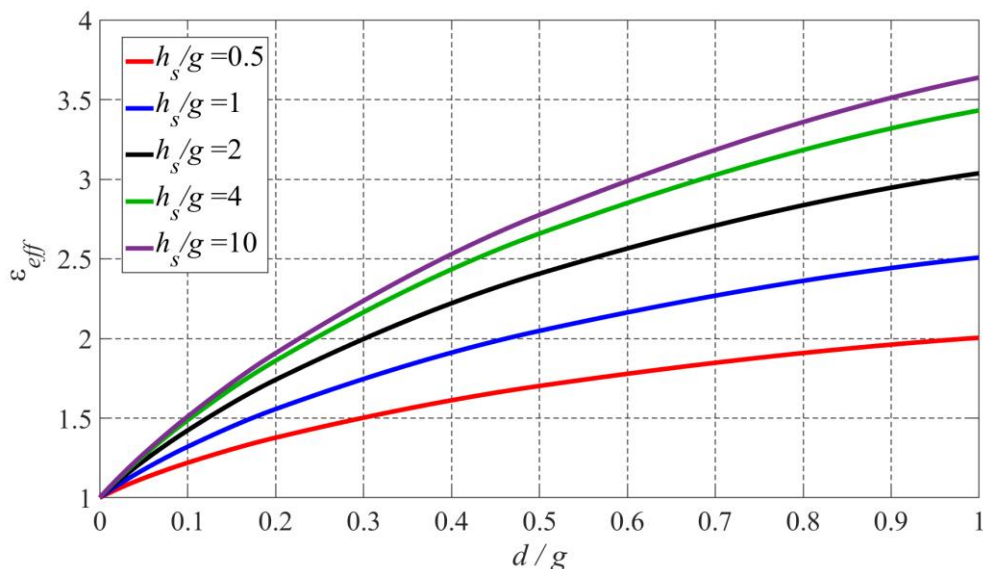


Рис. 3.11. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення h_s/g та $\varepsilon_s=10$, $g/b=0.11$

Збільшення висоти підкладинки веде до перерозподілу електромагнітного поля з області повітряного простору під підкладинкою на користь підкладинки, що забезпечує зростання напруженості електричного та магнітного поля в підкладинці, а, отже, збільшення ефективної діелектричної проникності ЩЛ. При подальшому зростанні h_s спостерігається відсутність зміни діапазону перелаштування ε_{eff} , оскільки, основна частина електромагнітного поля вже зосереджена у підкладинці. Зміна висоти підкладинки має менший вплив на перелаштування ефективної діелектричної проникності ЩЛ, ніж зміна діелектричної проникності підкладинки. Одночасно з розширенням діапазону перелаштування відбувається збільшення чутливості зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини. Характеристичний опір зменшується у всьому діапазоні перелаштування разом зі збільшенням висоти підкладинки.

3.3 Втрати в мікромеханічно перелаштовуваній ЩЛ

Дисипативні втрати виникають в діелектричних та металевих областях щілинної лінії. Їх природа є ідентичною до втрат в КЛ і описана в розділі 2.4. Тому діелектричні втрати розраховувались за формулою (2.32), а металічні за формулою (2.34).

3.3.1 Діелектричні втрати в ЩЛ при перелаштуванні внаслідок переміщення діелектричної пластини

У випадку перелаштування ефективної діелектричної проникності ЩЛ внаслідок переміщення діелектричної пластини, джерелом діелектричних втрат є як діелектрична підкладинка ЩЛ, так і додаткова рухома діелектрична пластина. Для зручності аналізу втрат, розділимо діелектричні втрати у діелектричній підкладинці, що характеризуються ефективним тангенсом діелектричних втрат $\text{tg} \delta_{\text{eff} d s}$ та діелектричні втрати у діелектричній пластині, що враховуються величиною $\text{tg} \delta_{\text{eff} d p}$. Якщо тангенс кута діелектричних втрат підкладинки $\text{tg} \delta_s$ та пластини $\text{tg} \delta_p$ є настільки малими, що не призводять до суттєвої зміни розподілу електромагнітного поля, то їх можна вважати адитивними і розраховувати окремо один від одного, шляхом почергового прирівнювання $\text{tg} \delta_s$ та $\text{tg} \delta_p$ до нуля.

Залежність ефективного тангенса кута діелектричних втрат у підкладинці та пластині від висоти повітряного проміжку між діелектричною пластиною та електродами ЩЛ показано на рис. 3.12. Ефективний тангенс кута діелектричних втрат нормовано на тангенс кута діелектричних втрат підкладинки $\text{tg} \delta_s$ або пластини $\text{tg} \delta_p$ для випадку втрат у підкладинці або пластині відповідно. Повітряний проміжок нормовано на відстань g між електродами. Діелектричні втрати у підкладинці збільшуються із зростанням повітряного проміжку, оскільки слабшає вплив діелектричної пластини, а, отже, посилюється вплив поля зосередженого саме у підкладинці ЩЛ. Збільшення діелектричної проникності підкладинки веде до зростання діелектричних втрат у всьому діапазоні перелаштування.

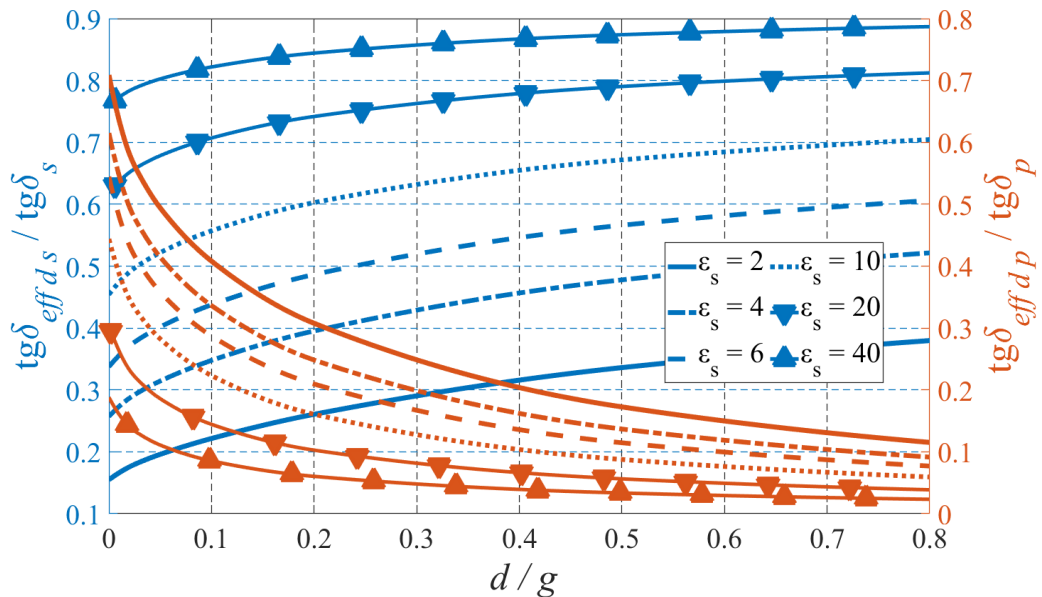


Рис. 3.12. Залежність нормованого ефективного тангенса кута діелектричних втрат у підкладинці та пластині від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладинки та $\varepsilon_p=10$, $h_p/h_s=1$, $g/b=0.11$

Втрати у пластині зменшуються із зростання повітряного проміжку, тому що зменшується напруженість електричного поля зосереджених у пластині. За великих значень повітряного проміжку вплив пластини зникає і тому стають відсутніми втрати у пластині, а діелектричні втрати будуть визначатись лише втратами у підкладинці. Збільшення діелектричної проникності підкладинки веде до зменшення діелектричних втрат внесених пластиною, оскільки, вплив пластини також слабшає

Рис. 3.13 демонструє вплив діелектричної проникності пластини на діелектричні втрати. Зміна діелектричної проникності пластини має протилежний ефект на діелектричні втрати у порівнянні зі зміною діелектричної проникності підкладинки. Збільшення діелектричної проникності пластини веде до зменшення діелектричних втрат у підкладинці, оскільки, перерозподіл електромагнітного поля відбувається таким чином, що напруженість електричного поля зосередженого в пластині зростає. Діелектричні втрати у пластині, навпаки, зростають із збільшенням діелектричної проникності пластини, особливо за малих значеннях повітряного проміжку.

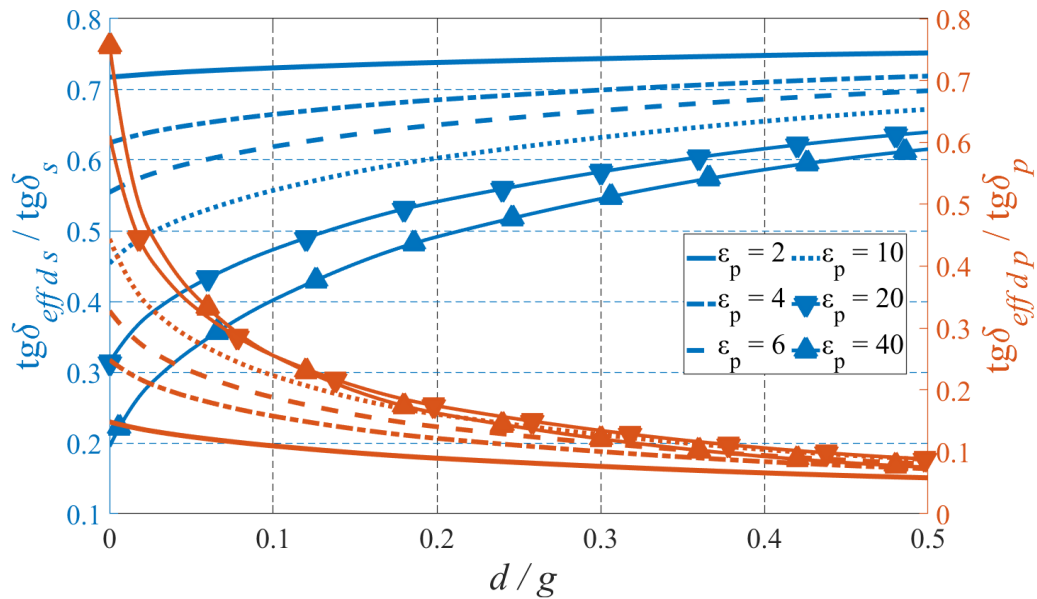


Рис. 3.13. Залежність нормованого ефективного тангенса кута діелектричних втрат у підкладинці та пластині від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладинки та $\epsilon_s=10$, $h_p/h_s=1$, $g/b=0.11$

Залежність діелектричних втрат перелаштовуваної ЩЛ від висоти нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення висоти діелектричної пластини та підкладинки зображено на рис. 3.14. Зростання висоти діелектричної пластини або зменшення висоти підкладинки веде до збільшення діелектричних втрат у пластині та до зменшення діелектричних втрат у підкладинці відповідно. Це пояснюється характером перерозподілу напруженості електричного поля між діелектричною пластиною або підкладинкою та повітряною областю над пластиною або під підкладинкою. Зменшення висоти пластини або підкладинки призводить до зменшення напруженості електричного поля в діелектричних областях та збільшенні у повітрі. Вплив висоти підкладинки на зміну тангенціальної до електродів компоненти електричного поля в площині між електродами ($x=0$) продемонстровано на рис. 3.15.

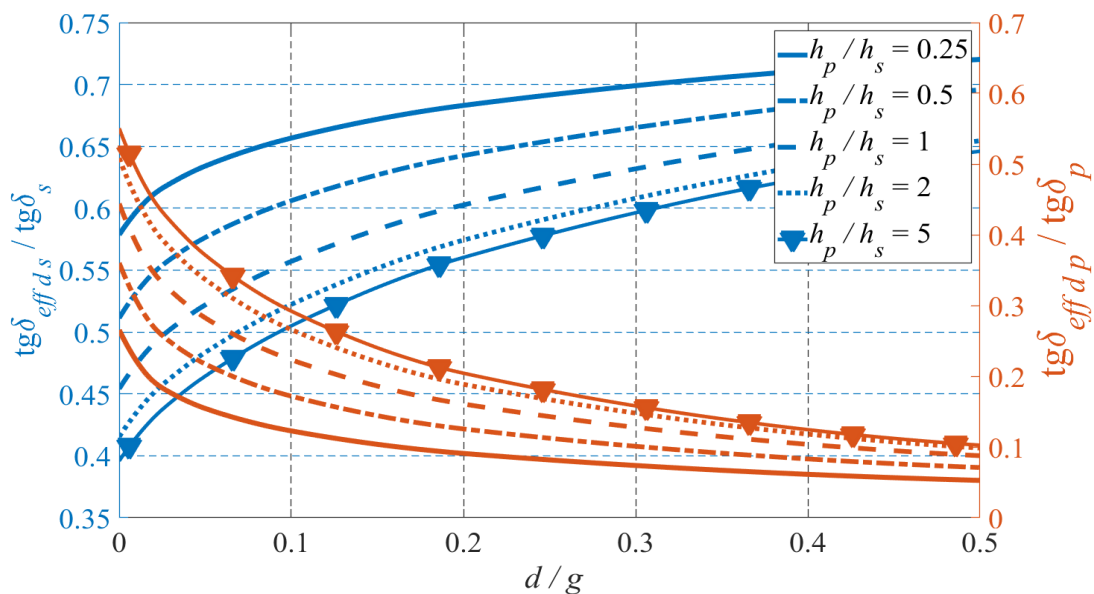


Рис. 3.14. Залежність нормованого ефективного тангенса кута діелектричних втрат у підкладинці та пластині від величини повітряного проміжку для різних значень відношення висоти пластини до висоти підкладинки та $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $g/b=0.11$

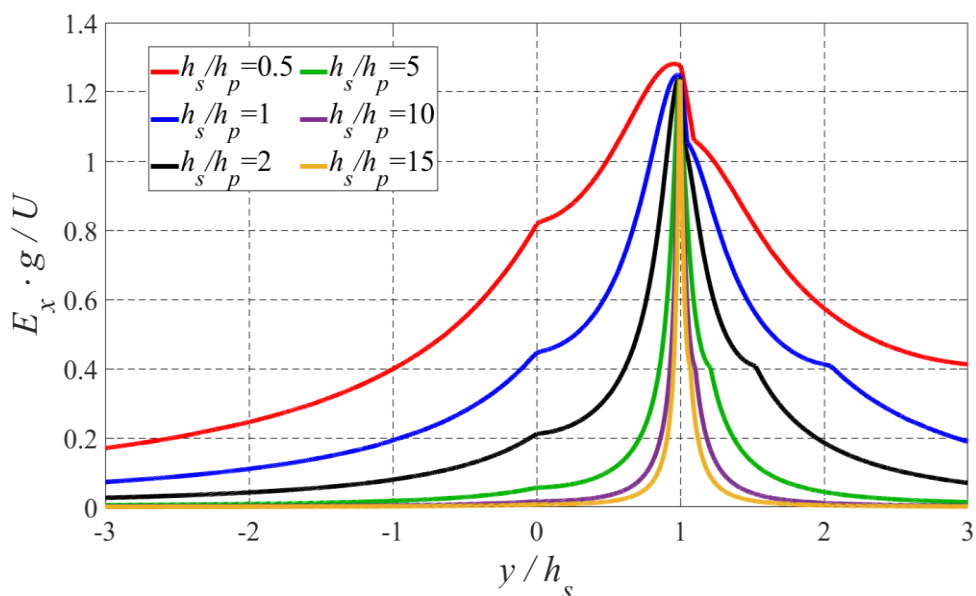


Рис. 3.15. Вплив висоти підкладинки на зміну тангенціальної до електродів компоненти електричного поля та $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $g/b=0.11$

На рис. 3.16 продемонстровано вплив відстані між електродами на зміну нормованих діелектричних втрат. Повітряний проміжок нормовано на висоту діелектричної підкладинки ЩЛ. Діелектричні втрати у підкладинці зменшуються із

зростанням відстані між електродами, оскільки зменшується напруженість електричного поля в областях між електродами. Діелектричні втрати у діелектричній пластині за відсутності повітряного проміжку також більші у випадку меншої відстані між електродами. Проте, їх чутливість до зміни повітряного проміжку між пластиною та електродами КЛ вища для менших значень g .

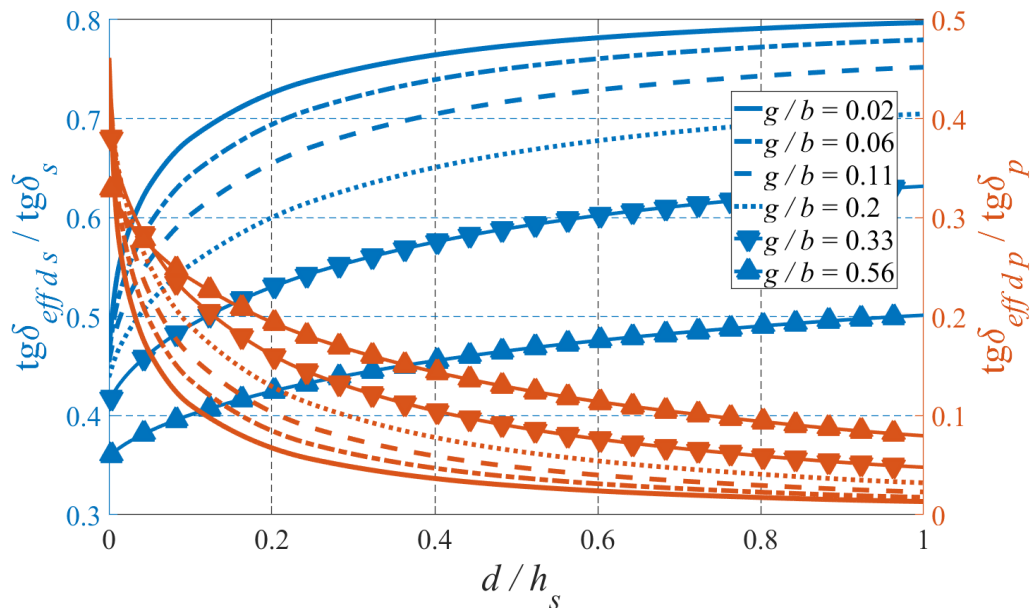


Рис. 3.16. Залежність нормованого ефективного тангенса кута діелектричних втрат у підкладинці та пластині від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення g/b та $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $h_p/h_s=1$

Розглянуті залежності вказують, що фактори, які дозволяють розширити діапазон перелаштування та збільшити чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини, також забезпечують зниження діелектричних втрат у перелаштовуваних ЩЛ.

3.3.2 Діелектричні втрати в ЩЛ при перелаштуванні внаслідок переміщення металевієї пластини

На відміну від випадку з переміщенням діелектричної пластини, внаслідок переміщення металевієї пластини джерелом діелектричних втрат є лише підкладинка ЩЛ. Вплив діелектричної проникності підкладинки на значення ефективного тангенса

кута діелектричних втрат, нормованого на тангенс кута діелектричних втрат підкладинки, від величини повітряного проміжку, нормованого на відстань між електродами ЩЛ, продемонстровано на рис. 3.17.

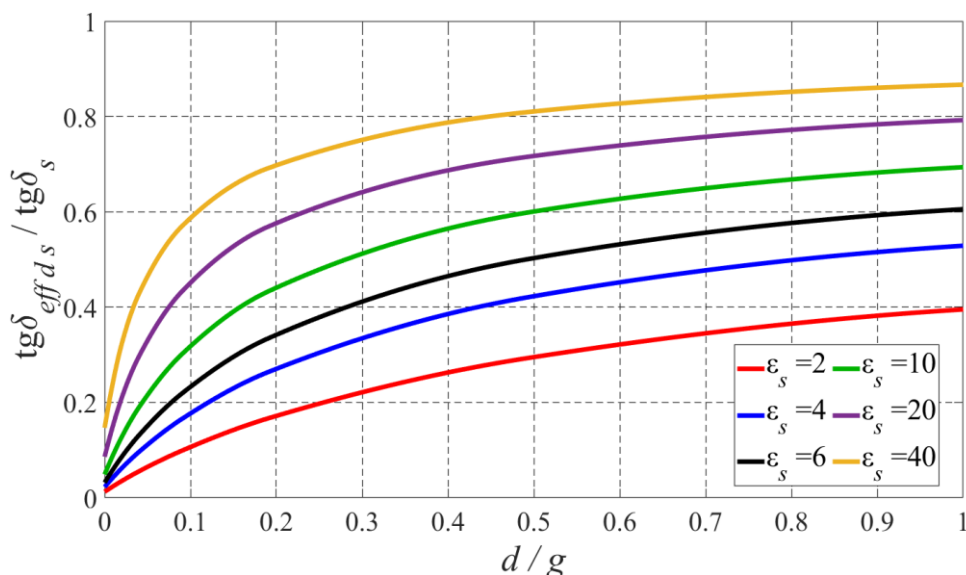


Рис. 3.17. Залежність нормованого ефективного тангенса кута діелектричних втрат від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладинки та $h_s/g=2$, $g/b=0.11$

Оскільки, віддалення металевої пластини призводить до збільшення напруженості електричного поля у підкладинці (рис. 3.7), то зростають дисипативні втрати викликані скінченням значенням тангенса кута діелектричних втрат у підкладинці. Збільшення діелектричної проникності підкладинки призводить до зростання напруженості електричного поля у підкладинці, а, отже, і до збільшення діелектричних втрат у всьому діапазоні перелаштування. Проте, діелектричні втрати залишаються меншими ніж у неперелаштовуваній ЩЛ.

Зміна ефективного тангенса кута діелектричних втрат залежить також від висоти h_s підкладинки, рис. 3.18, оскільки, h_s визначає розподіл електричного поля між областями підкладинки і повітряного простору під нею, та об'єм області з діелектричними втратами.

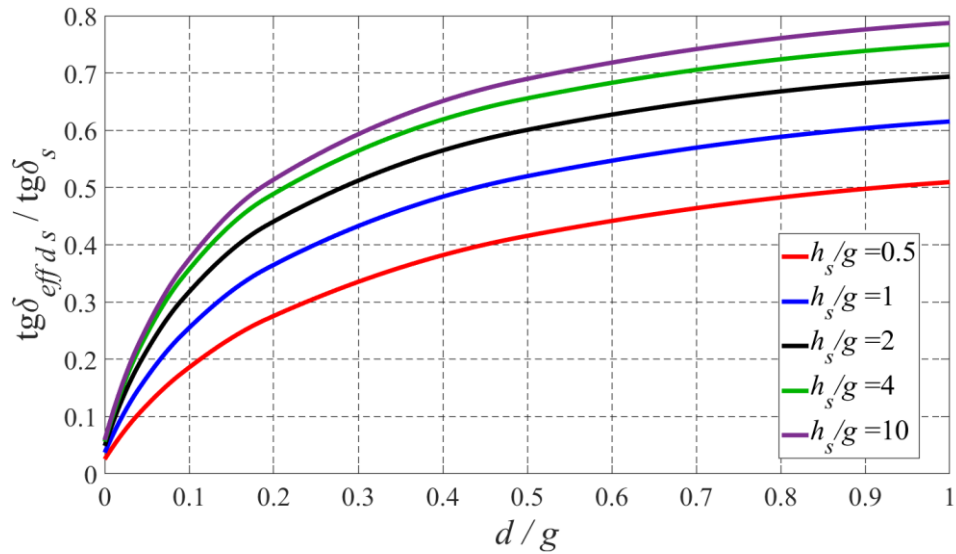


Рис. 3.18. Залежність нормованого ефективного тангенса кута діелектричних втрат від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення h_s/g та $\epsilon_s=10$, $g/b=0.11$

Вплив відношення g/b на чутливість зміни діелектричних втрат до переміщень пластини продемонстровано на рис. 3.19. Зменшення відстані між електродами ЩД веде до зменшення значення напруженості електромагнітного зосередженого в діелектричній підкладинці, що призводить до зниження діелектричних втрат.

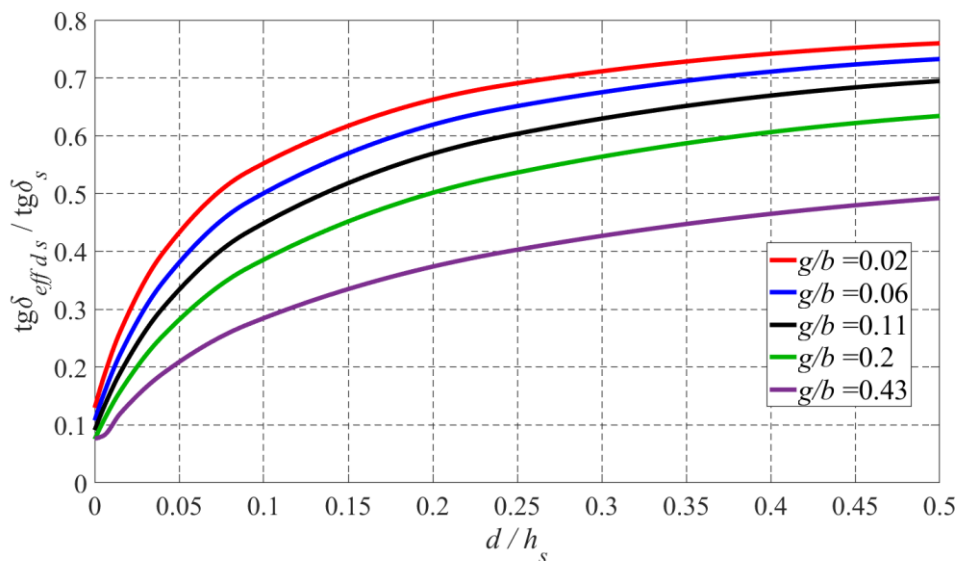


Рис. 3.19. Залежність нормованого ефективного тангенса кута діелектричних втрат від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення g/b та $\epsilon_s=10$

3.3.3 Металічні втрати в ЩЛ при перелаштуванні внаслідок переміщення діелектричної пластини

Металічні втрати в ЩЛ зумовлені струмами в електродах та омичним нагрівом металічних елементів лінії внаслідок їх скінченної провідності та скін-ефекту [176]. Вони можуть бути описані ефективним тангенсом кута металічних втрат, що розраховується за формулою (2.34). Залежність тангенса кута металічних втрат перелаштовуваної ЩЛ від висоти повітряного проміжку між електродами ЩЛ та діелектричною пластиною для різних значень діелектричної проникності підкладинки показано на рис. 3.20. Зростання висоти повітряного проміжку призводить до зменшення металічних втрат внаслідок зменшення тангенціальної компоненти магнітного поля вздовж електрода, рис. 3.21. Збільшення діелектричної проникності підкладинки призводить до зростання металічних втрат у всьому діапазоні перелаштування, що випливає з формули (2.34).

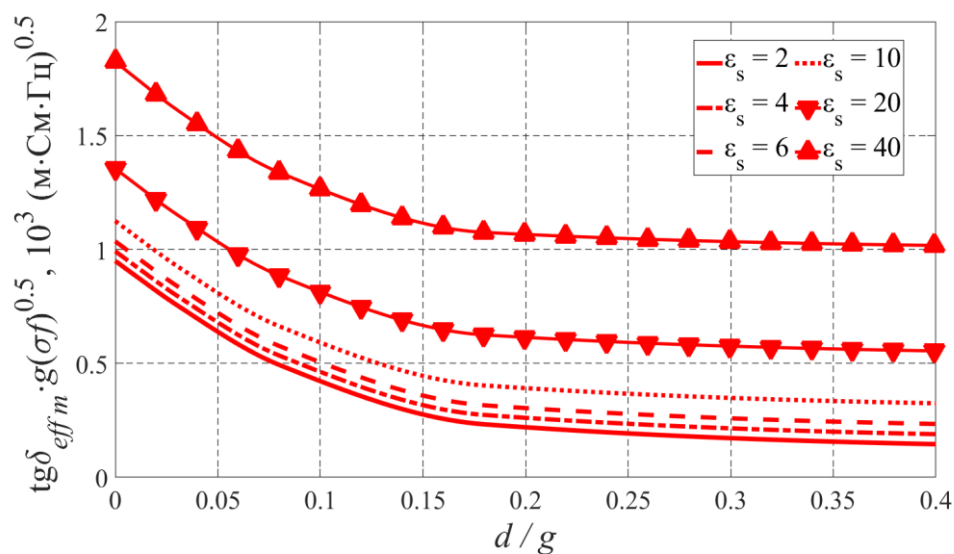


Рис. 3.20. Залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності підкладинки та $\epsilon_p=10$, $h_p/h_s=1$, $g/b=0.11$

Вплив діелектричної проникності пластини на зміну металічних втрат спостерігається лише для малих значень висоти повітряного проміжку, коли пластина знаходиться безпосередньо поблизу електродів та визначає тангенціальну

компоненту магнітного поля, рис. 3.22. Подальше віддалення діелектричної пластини призводить до відсутності її впливу на металічні втрати. Збільшення діелектричної проникності пластини веде до суттєвого зростання металічних втрат за відсутності повітряного проміжку, що пояснюється зв'язком втрат з діелектричною проникністю на границі з металевою поверхнею у формулі (2.34).

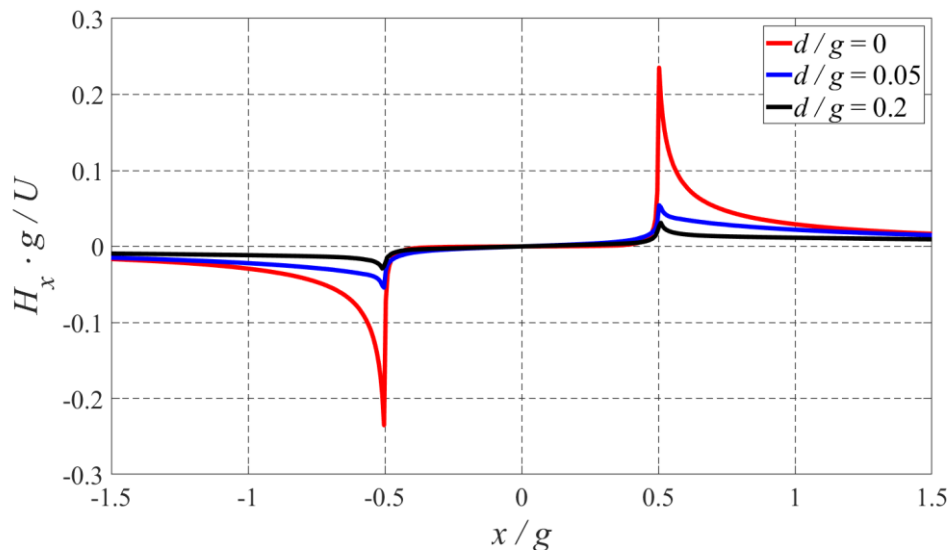


Рис. 3.21. Розподіл тангенціальної компоненти магнітного поля вздовж електродів у площині $y=h_s+t$ для різної висоти повітряного проміжку та $\epsilon_s=10$, $\epsilon_p=10$, $h_p/h_s=1$, $g/b=0.11$

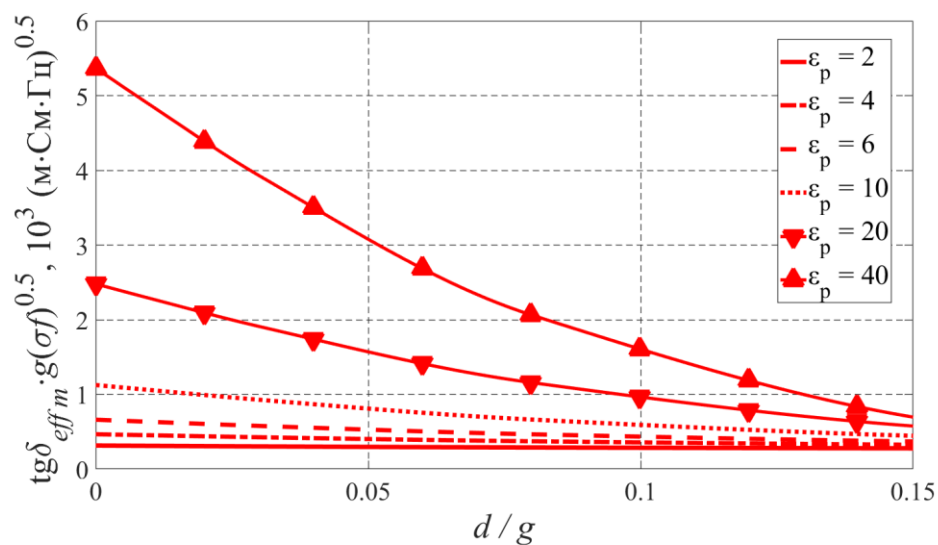


Рис. 3.22. Залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини та $\epsilon_s=10$, $h_p/h_s=1$, $g/b=0.11$

Залежність металічних втрат від висоти повітряного проміжку для різного відношення товщин пластини та підкладинки показано на рис. 3.23. Збільшення товщини пластини призводить до зростання металічних втрат, оскільки зростає тангенціальна до електродів складова магнітного поля.

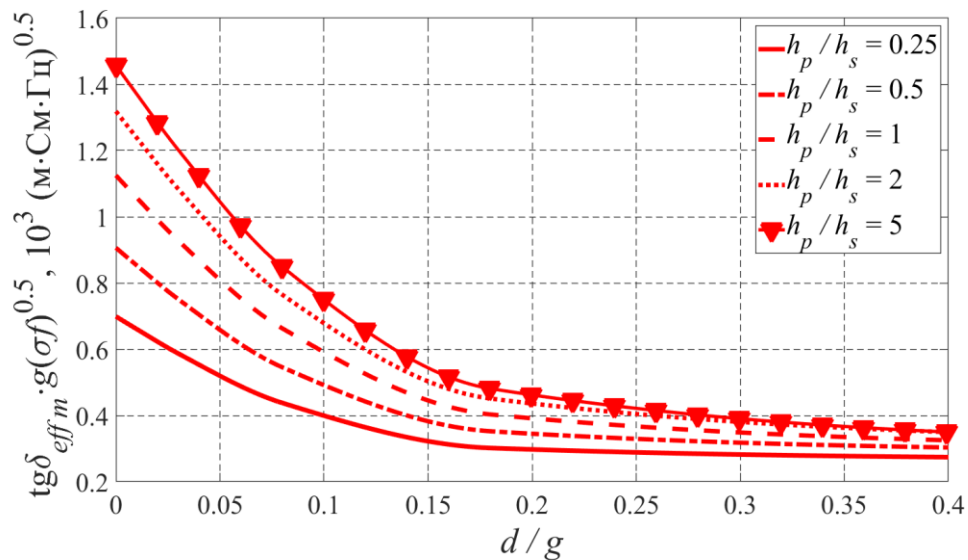


Рис. 3.23. Залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення висоти діелектричної пластини до висоти підкладинки та $\epsilon_p=10$, $\epsilon_s=10$, $g/b=0.11$

На рис. 3.24 продемонстровано вплив відношення g/b на зміну металічних втрат під час перелаштування. Зменшення металічних втрат можна досягти за рахунок зміни ширини електродів, а, отже, і розмірів металічних частин ЩЛ, або за рахунок збільшення відстані між електродами, що веде до зменшення тангенціальної до електродів компоненти напруженості магнітного поля.

Як видно з проведеного аналізу, разом з розширенням діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності шляхом зміни геометричних або електрофізичних параметрів лінії можливе зростання діелектричних та металічних втрат. Зокрема, збільшення висоти та діелектричної проникності пластини або зменшення відстані між електродами ЩЛ призводить як до розширення діапазону перелаштування, так і до зростання втрат. Слід зазначити, що використання підкладинки з меншою діелектричною проникністю є універсальним

методом покращення чутливості зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини та зменшення втрат в лінії.

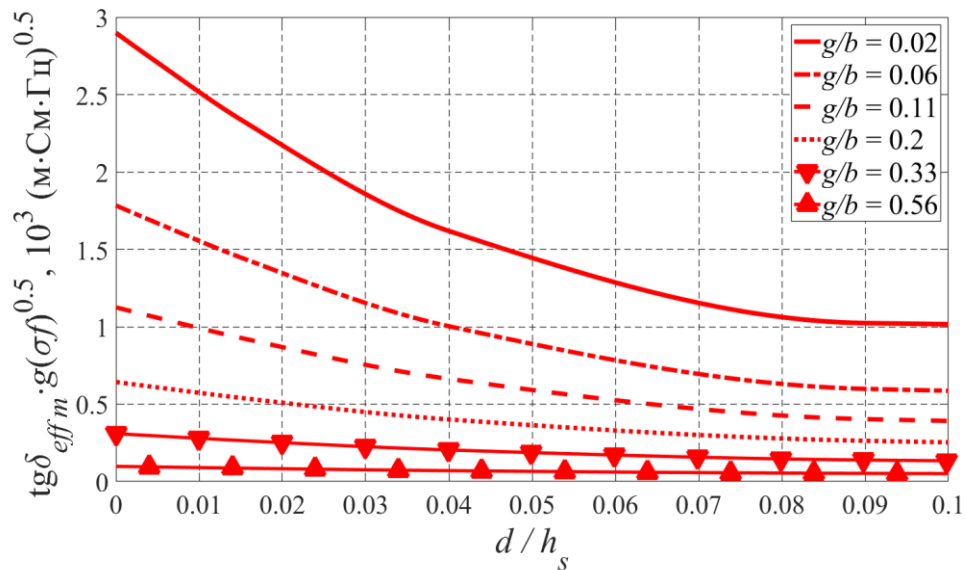


Рис. 3.24. Залежність нормованого ефективного тангенса кута металічних втрат від нормованого повітряного проміжку для різних значень відношення g/b та $\epsilon_p=10$, $\epsilon_s=10$, $h_p/h_s=1$

3.3.4 Металічні втрати в ЩЛ при перелаштуванні внаслідок переміщення металевієї пластини

Оскільки джерелом металічних втрат в лінії є металеві елементи, то у випадку використання металевієї пластини в ролі контролюючого елемента, втрати будуть обумовлені не лише електродами ЩЛ, а й самою пластиною. За відсутності повітряного проміжку між металевією пластиною та електродами ЩЛ значення тангенціальної до електродів компоненти магнітного поля буде максимальним, що і відповідатиме максимальному значенню ефективного тангенса кута металічних втрат. Проте, разом з віддаленням пластини від електродів, зменшується і напруженість магнітного поля вздовж електродів, рис. 3.25, і як видно з рис. 3.26, металічні втрати спадають. Для малих значень повітряного проміжку, коли металічна пластина має найбільший вплив на розподіл електромагнітного поля в перелаштовуваній ЩЛ, металічні втрати великі настільки, що зміна

електрофізичних та геометричних параметрів лінії не призводить до суттєвої зміни металічних втрат.

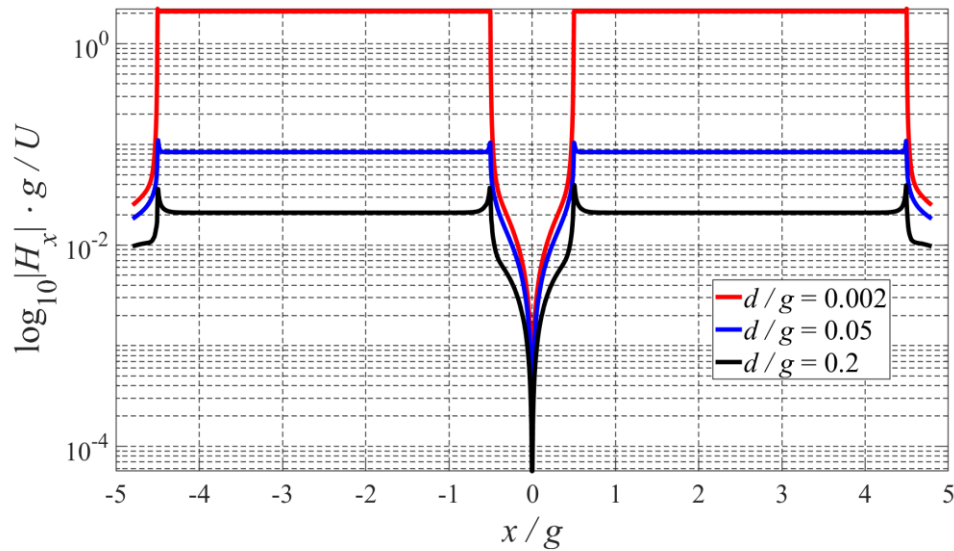


Рис. 3.25. Розподіл тангенціальної компоненти магнітного поля вздовж електродів в площині $y=h_s+t$ для різного значення висоти повітряного проміжку та $\epsilon_s=10$

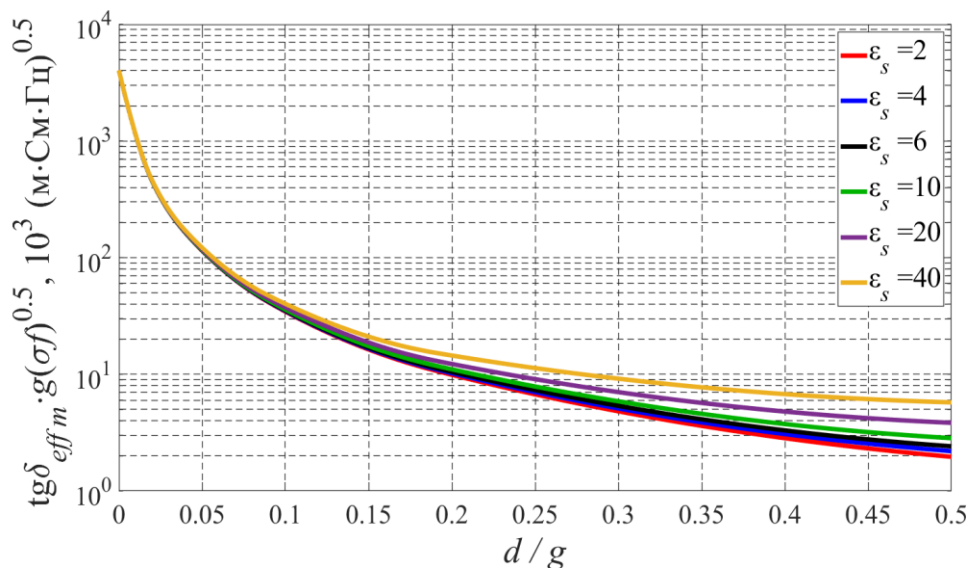


Рис. 3.26. Залежність ефективного тангенса металічних втрат від висоти повітряного проміжку для різних значень ϵ_s та $h_s/g=2$, $g/b=0.11$

Разом з тим, коли металева пластина віддалена достатньо далеко і втрати в лінії визначатимуться лише параметрами ЩЛ, то підкладинки з більшою

діелектричною проникністю матимуть більші діелектричні втрати, рис. 3.26, оскільки, як випливає з (2.11), для вищих значень діелектричної проникності зростає тангенціальна до електродів зі сторони підкладки компонента напруженості магнітного поля.

Значення висоти підкладки має слабший вплив на зміну металічних втрат (рис. 3.27), ніж зміна діелектричної проникності, оскільки, визначальним є магнітне поле саме поблизу електродів лінії.

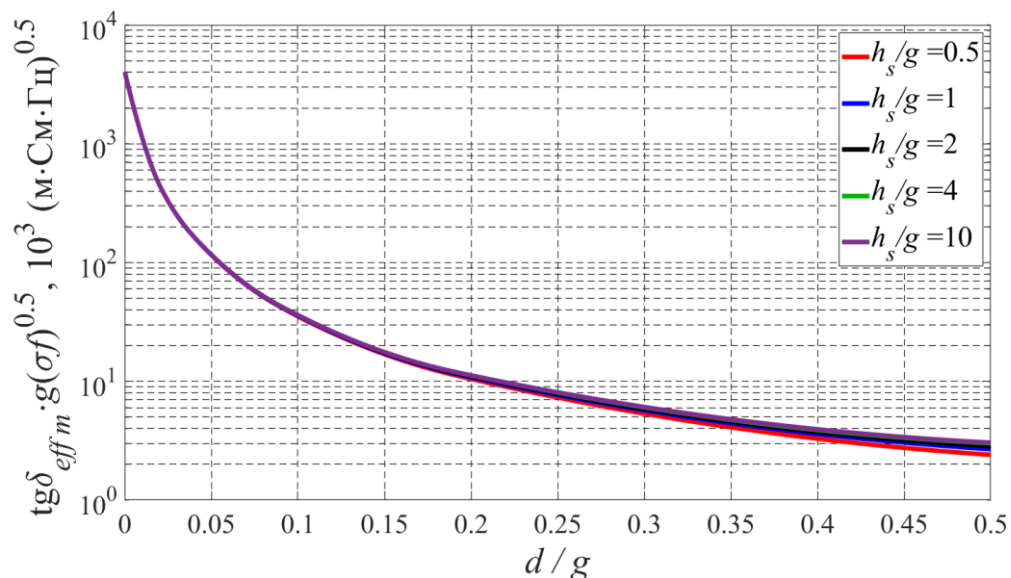


Рис. 3.27. Залежність ефективного тангенса металічних втрат від висоти повітряного проміжку для різної висоти підкладки та $\epsilon_s=10$, $g/b=0.11$

Зменшення відстані g між електродами призводить до зростання металічних втрат в лінії, рис. 3.28, що обумовлено вищим значенням напруженості тангенціальної до електродів складової магнітного поля. Іншим фактором, що веде до зростання металічних втрат, є збільшення розмірів металевих елементів лінії. Необхідно зазначити, що металічні втрати є чутливими до зміни відношення g/b у всьому діапазоні перелаштування.

У випадку перелаштування ефективної діелектричної проникності внаслідок переміщення металевої пластини, металічні втрати є значно вищими ніж у разі використання діелектричної пластини, що пов'язано з іншою природою зміни

електромагнітного поля. Фактори, які призводять до розширення діапазону перелаштування та підвищення чутливості зміни ϵ_{eff} до переміщень металеві пластины, також, викликають зростання як діелектричних, так і металічних втрат. Тому, під час проектування пристроїв на основі ЩЛ необхідно знаходити компроміс між ефективністю перелаштування та втратами в лінії. Під ефективністю перелаштування мається на увазі можливість отримати найбільшу зміну ефективної діелектричної проникності за найменших переміщень пластины.

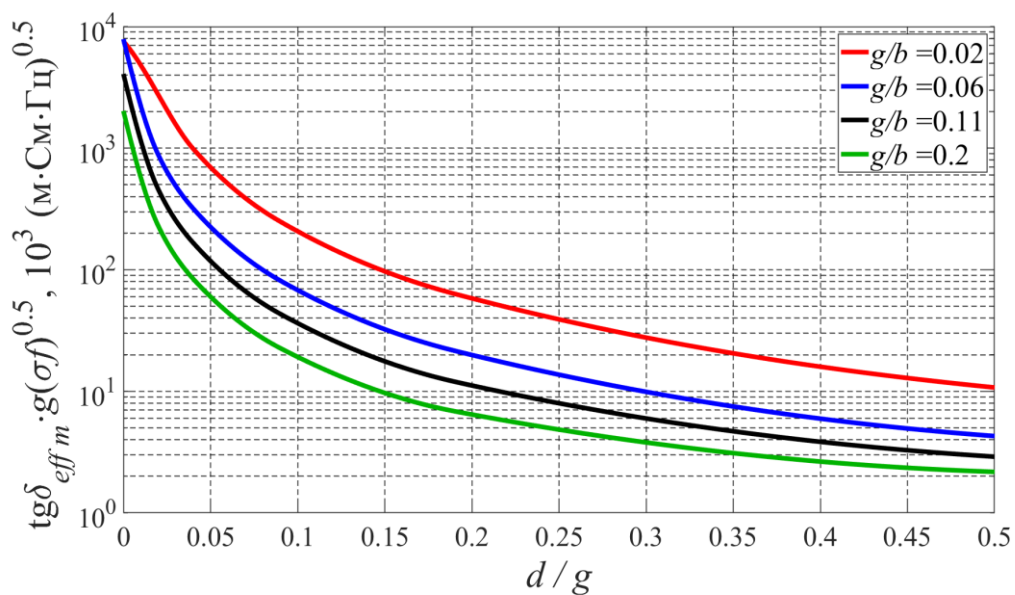


Рис. 3.28. Залежність ефективного тангенса металічних втрат від висоти повітряного проміжку для різного відношення g/b та $\epsilon_s=10$

3.4 Висновки до розділу

В цьому розділі було вперше запропоновано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору TE -моди щілинної лінії, що базується на зведенні електродинамічної задачі до задачі на власні числа і власні вектори, яку розв'язано двовимірним МСЕ. Отримані значення ефективної діелектричної проникності добре узгоджуються з відомими літературними даними звичайних ЩЛ, а запропонований метод немає обмежень щодо форми конструкцій

та електрофізичних параметрів ЩЛ і може бути застосований для мікромеханічно перелаштовуваних ліній.

Розглянуто метод перелаштування ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору щілинної лінії внаслідок переміщення діелектричної або металевієї пластини над електродами ЩЛ та досліджено вплив геометричних і електрофізичних параметрів ЩЛ на чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини та діапазон перелаштування.

Встановлено, що для випадку перелаштування ефективної діелектричної проникності внаслідок переміщення діелектричної пластини, зростання висоти повітряного проміжку між діелектричною пластиною та електродами ЩЛ призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності, яка змінюється від свого максимального значення за відсутності повітряного проміжку, до мінімального, що відповідає значенню ϵ_{eff} КЛ без пластини. Найбільша чутливість зміни ефективної діелектричної проникності спостерігається внаслідок переміщень, які для типових конструкцій ЩЛ становлять до 200 мкм. Так для підкладинки та пластини з рівною відносною діелектричною проникністю, що становить 10, та однаковою висотою, і відстанню між електродами рівною половині висоти підкладинки, зміна ефективної діелектричної проникності становить біля 25% від значення за відсутності повітряного проміжку для переміщень рівних 20% від відстані між електродами, що для товщини підкладинки 1 мм складає 100 мкм. Підвищити чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщень пластини та розширити діапазон перелаштування можна внаслідок перерозподілу електричного поля в лінії на користь пластини, що досягається наступними способами:

- збільшення відносної діелектричної проникності або висоти пластини;
- зменшення відносної діелектричної проникності або висоти підкладинки;
- зменшення відстані між електродами ЩЛ.

Так, наприклад, для однакових переміщень, збільшення відносної діелектричної проникності пластини з 10 до 40 забезпечує розширення діапазону

перелаштування з 25% до 60%, для переміщень, що дорівнюють 100 мкм. Зменшення діелектричної проникності підкладинки є менш ефективним способом, а її зміна з 10 до 2 призводить до зростання діапазону зміни ефективної діелектричної проникності на 10%.

Виявлено, що використання діелектричної пластини, як контролюючого елемента, призводить до того, що пластина виступатиме додатковим джерелом діелектричних втрат. Проте, ці втрати зменшуються зі зростання повітряного проміжку внаслідок зменшення напруженості електричного поля у пластині. Діелектричні втрати у підкладинці, навпаки, зростають, але не перевищують втрати в звичайній ЩЛ у всьому діапазоні перелаштування. Металічні втрати зменшуються разом з віддаленням пластини, оскільки, тангенціальна до електродів складова напруженості магнітного поля спадає. Фактори, що забезпечують розширення діапазону перелаштування призводять також до зростання втрат в лінії. Тому необхідно знаходити компроміс між значенням втрат та величиною зміни ефективної діелектричної проникності в заданому діапазоні переміщень.

Визначено, що у випадку перелаштування внаслідок переміщення металеві пластины, ефективна діелектрична проникність зростає зі збільшенням висоти повітряного проміжку. Діапазон перелаштування ефективної діелектричної проникності становить від одиниці, коли електроди є закороченими металеві пластиною, до значення ϵ_{eff} за відсутності пластини. А, отже, зростання ефективної діелектричної проникності ЩЛ без металеві пластины, за рахунок збільшення діелектричної проникності та висоти підкладинки і зменшення відстані між електродами, сприятиме розширенню діапазону перелаштування. Перевагою даного методу є більший діапазон абсолютної зміни ϵ_{eff} .

Металічні втрати під час перелаштування металеві пластиною є набагато вищими ніж для випадку переміщення діелектричної пластини, оскільки, металева пластина виступає додатковим джерелом втрат. Тому для даного методу перелаштування 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. Для переміщень, що становлять до 20% від товщини підкладинки і для яких спостерігається найбільша чутливість зміни ε_{eff} , металічні втрати фактично не залежать від зміни діелектричної проникності підкладинки та її висоти. Відстань між електродами ЩЛ впливає на значення металічних втрат у всьому діапазоні перелаштування, оскільки, саме цей параметр найбільше впливає на значення тангенціальної до електродів складової магнітного поля. На відміну від металічних втрат, діелектричні втрати спадають разом зі зменшенням висоти повітряного проміжку між пластиною та електродами внаслідок зменшення напруженості електричного поля в підкладинці і є мінімальними за відсутності повітряного проміжку, коли електричне поле майже відсутнє. Способи розширення діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності також викликають зростання втрат в лінії, що необхідно враховувати при проектуванні пристроїв на основі ЩЛ.

Встановлено, що характеристичний опір ЩЛ зростає разом зі збільшенням висоти повітряного проміжку між діелектричною або металевою пластиною та електродами ЩЛ. У разі переміщення діелектричної пластини, чинниками, які забезпечують розширення діапазону перелаштування ефективної діелектричної проникності одночасно зі збільшенням характеристичного опору, є зменшення відстані між електродами та діелектричної проникності підкладинки. Для методу перелаштування внаслідок переміщення металевої пластини, таким фактором виступає зближення електродів ЩЛ. Всі інші способи підвищення чутливості зміни ε_{eff} до переміщень, як металевої, так і діелектричної пластини, призводять до зниження характеристичного опору.

Основні наукові результати, представлені в цьому розділі, викладено в роботах автора [16, 21].

РОЗДІЛ 4. МІКРОМЕХАНІЧНО ПЕРЕЛАСШТОВУВАНІ РЕЗОНАТОРИ НА ОСНОВІ КОПЛАНАРНОЇ ЛІНІЇ

4.1 Мікромеханічно перелаштовувані щілинні резонатори у спільному електроді копланарної лінії

Існує ряд методів для покращення характеристик традиційних мікросмужкових резонаторів, наприклад, використання частото-селективних поверхонь [177], структур з електромагнітним бар'єром за рахунок масивів металевих смужок [178], структур на основі фотонних кристалів [179], метаматеріалів та ін. Резонатори на основі смужкових ліній з щілинами у спільному електроді виділяються серед інших за рахунок простоти конструкції, дешевизни виготовлення та компактності. Наявність щілин у спільному електроді викликає зміну розподілу струму в лінії, що в свою чергу забезпечує зміну параметрів лінії за рахунок включення в неї параметрів самої щілини, таких як опір, ємність та індуктивність. Інакше кажучи, змінюється ефективна ємність та ефективна індуктивність всієї конструкції. Щілини в спільному електроді можуть бути довільної форми: прямокутної гантеле подібної [180], круглої гантеле подібної [181], спіральної [182], U-форми [183], V-форми [183], H-форми [184] та X-форми [185].

4.1.1 Однорідний щілинний резонатор

Топологія однорідного щілинного резонатора зображена на рис. 4.1а. Щілинний резонатор представляє собою щілину у формі вузької смужки довжиною L_{sl} та шириною W_{sl} , що витравлено у спільному електроді КЛ. Резонатор розташовано в центрі лінії передачі. Дану конструкцію зручно аналізувати за допомогою теорії кіл з розподіленими параметрами. Для цього представимо резонатор у вигляді лінії передачі розділеної на області зі сталими еквівалентними параметрами, такими як ефективна діелектрична проникність та

характеристичний опір. Щілину може бути розглянуто як шлейф, який включено у спільний електрод лінії передачі.

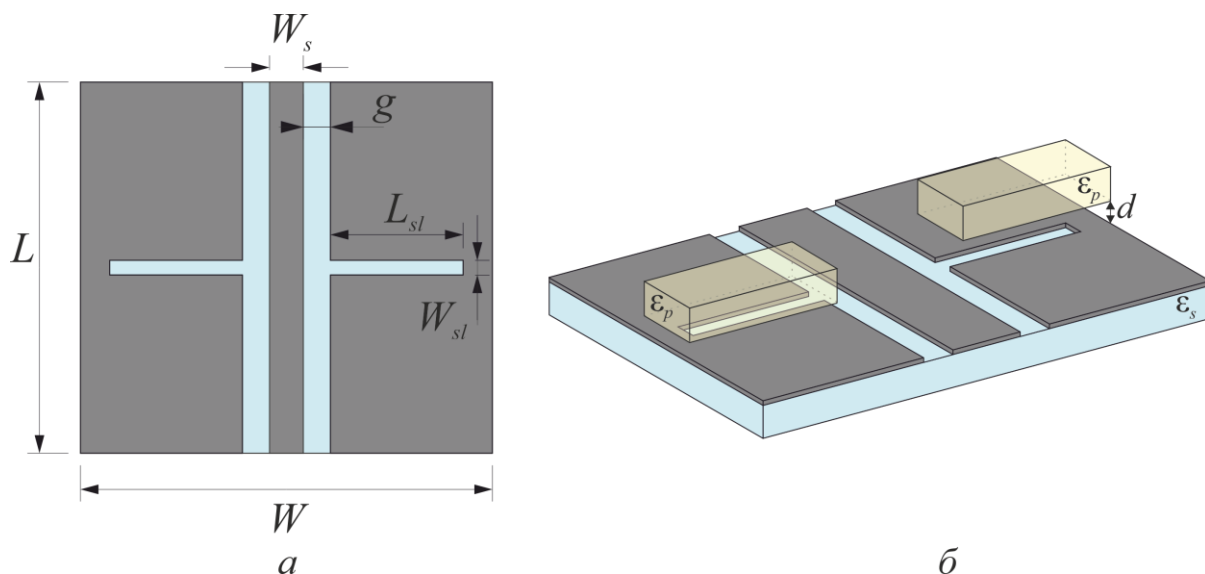


Рис. 4.1. Топологія а) та спосіб перелаштування б) однорідного щілинного резонатора

Схемну модель досліджуваного резонатора показано на рис. 4.2. Кожна область подається як окремий чотириполіусник, який описується матрицею передачі \mathbf{T}_n . Вся структура представлятиме 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, отримаємо:

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

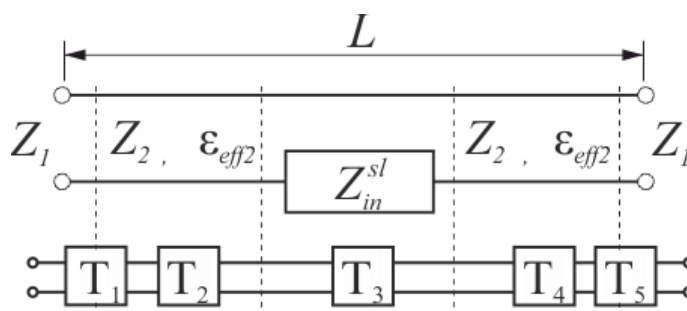


Рис. 4.2. Схемна модель однорідного щілинного резонатора

Для резонатора, зображеного на рис. 4.1, кількість областей становитиме 5:

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

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

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

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:

$$\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{z_2} l_2} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{z_2} l_2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{T}_4 = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{z_4} l_4} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{z_4} l_4} \end{bmatrix},$$

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 можна розрахувати як вхідний опір шлейфу:

$$Z_{in}^{sl} = Z_0^{sl} \cdot \frac{Z_H + j \cdot Z_0^{sl} \cdot \operatorname{tg}(\beta_z^{sl} \cdot L_{sl})}{Z_0^{sl} + j \cdot Z_H \cdot \operatorname{tg}(\beta_z^{sl} \cdot L_{sl})}, \quad (4.1)$$

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

Значення ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору можна розрахувати використовуючи двовимірний МСЕ для поперечного перерізу лінії, який описано в розділі 2 та розділі 3 для копланарної та щілинної лінії передачі, відповідно.

Оскільки щілинна лінія є коротко замкнутим шлейфом з опором навантаження $Z_H = 0$, то формула (4.1) матиме вигляд:

$$Z_{in}^{sl} = j \cdot Z_0^{sl} \cdot \operatorname{tg}(\beta_z^{sl} \cdot L_{sl}).$$

Розрахувавши елементи матриці передачі \mathbf{T} , можна знайти матрицю розсіювання всієї структури за формулою (2.26).

Результати, які отримано з використанням запропонованої моделі, порівнювались з результатами, отриманими тривимірним МСЕ, що розраховувались за допомогою CST Microwave Studio. Електрофізичні та геометричні параметри досліджуваного фільтра наведено в табл. 4.1. Розраховані S-параметри представлено на рис. 4.3. Отримані результати 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.

Таблиця 4.1. Електрофізичні та геометричні параметри щілинного резонатора

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

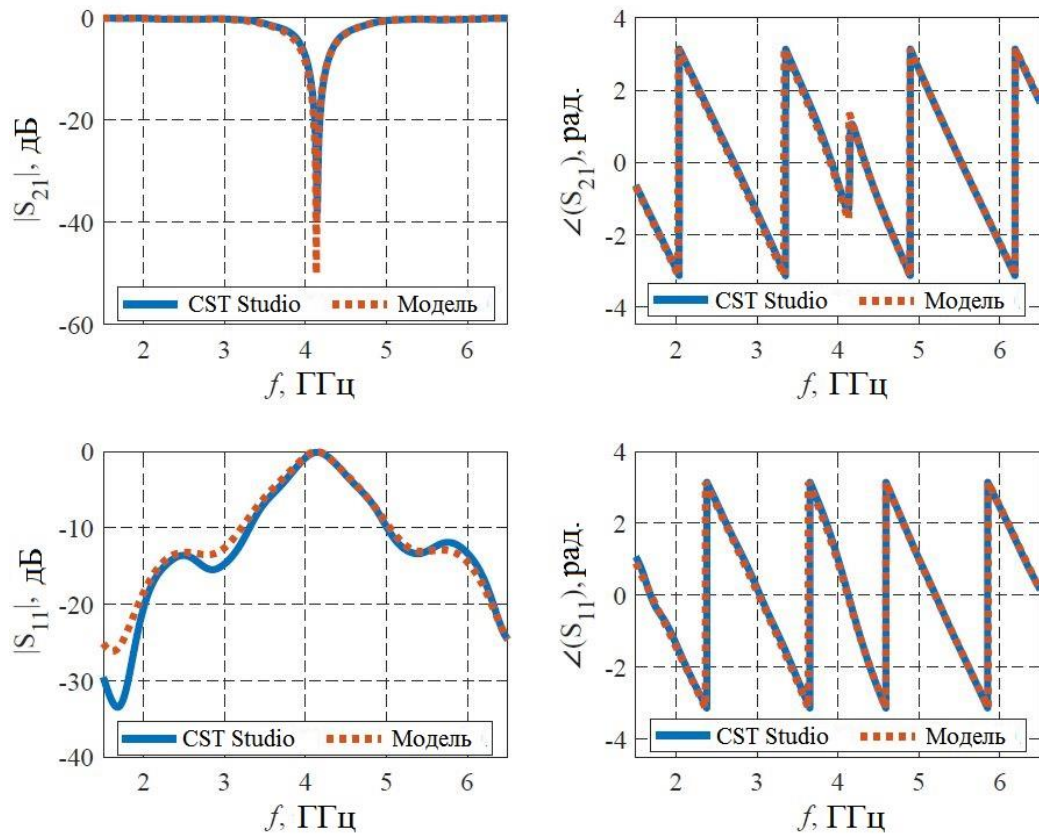


Рис. 4.3. Розраховані S-параметри однорідного щілинного резонатора

Запропонована модель може бути адаптована до різної кількості щілинних резонаторів. Так наявність додаткової окремої ЩЛ у спільному електроді КЛ, рис. 4.4, призводить до модифікації моделі, що подано на рис. 4.2, шляхом включення ще двох матриць передачі в запропоновану схемну модель резонатора, як зображено на рис. 4.5. Додаткові матриці передачі позначено червоним кольором. Перша з них представляє область регулярної лінії передачі між резонаторами довжиною l_D . Друга матриця передачі з'являється в результаті необхідності опису кожного резонатора окремо, а, отже, фактично дублює область послідовного включення шлейфа.

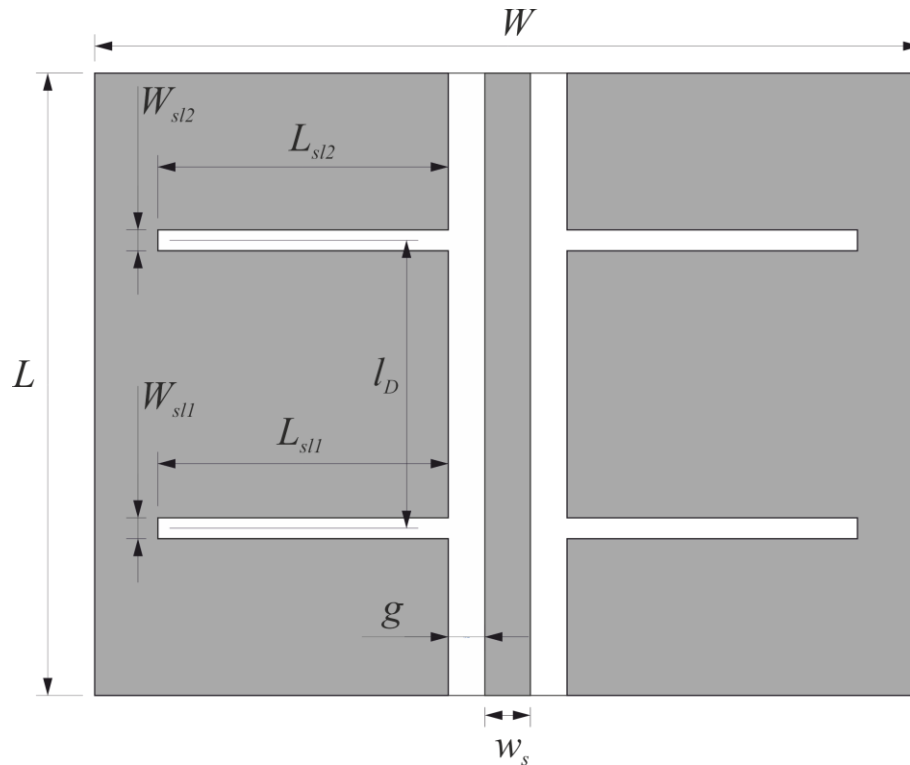


Рис. 4.4. Структура з двома однорідними щілинними резонаторами

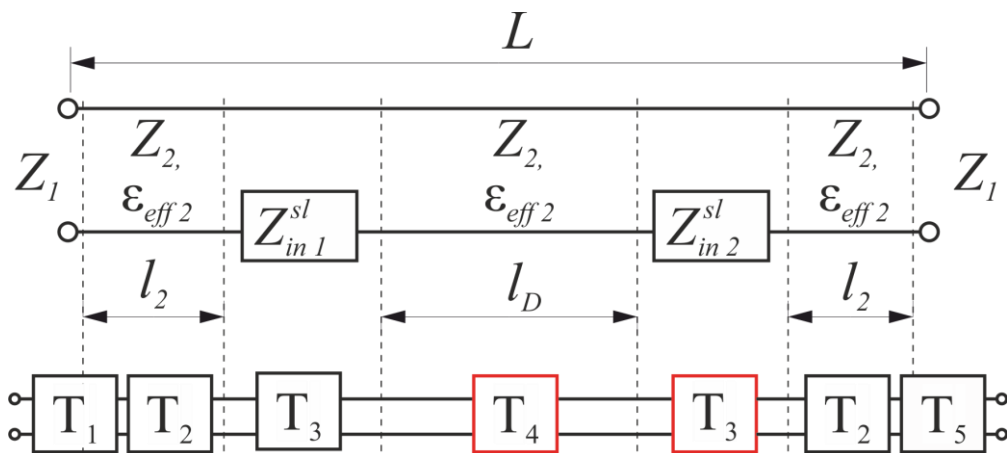


Рис. 4.5. Схемна модель структури з двома однорідними щілинними резонаторами

Вхідні опори шлейфів Z_{in1}^{sl} та Z_{in2}^{sl} розраховуються за формулою (4.1), для яких опір навантаження є рівним нулю. Знаючи опори Z_{in1}^{sl} та Z_{in2}^{sl} і еквівалентні параметри лінії можна розрахувати S-параметри структури з двома однорідними щілинними резонаторами. Довжина резонаторів становила 30 мм, а ширина 0.5 мм. Відстань між ними складала 20 мм. Решта параметрів структури співпадала з параметрами однорідного резонатора та наведена в табл. 4.1. Отримані S-

параметри, які розраховано за допомогою запропонованої моделі і тривимірного МСЕ з використанням середовища CST Microwave Studio, показано на рис. 4.6. Обидва методи добре узгоджуються між собою, а, отже, запропонована модель може використовуватись для структур з різною кількістю щілинних резонаторів.

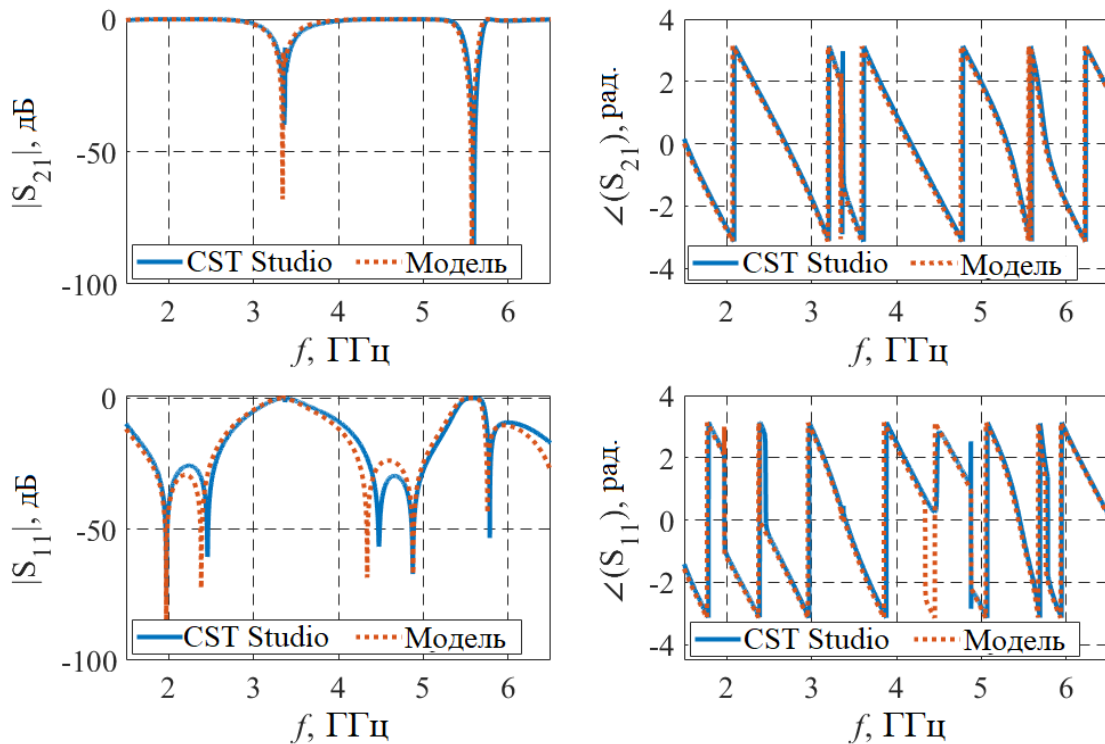


Рис. 4.6. Розраховані S-параметри структури з двома однорідними щілинними резонаторами

Частотні характеристики представленого однорідного щілинного резонатора мають форму характеристик смуго-загороджуючого фільтра. Як видно з моделі представленої на рис. 4.2, значення центральної частоти такого фільтра головним чином залежить від значення вхідного опору щілинної лінії, що в свою чергу, визначається довжиною та еквівалентними параметрами щілинного резонатора. Контроль еквівалентних параметрів ЩЛ дозволяє змінювати центральну частоту, а, отже, створити перелаштовуваний пристрій. Методи перелаштування ефективних параметрів ЩЛ детально розглянуто в розділі 3. Одним з таких методів є вертикальне переміщення діелектричної пластини з відносною діелектричною проникністю ϵ_r над поверхнею ЩЛ, рис. 4.1б.

Ефективна діелектрична проникність та характеристичний опір ЩЛ залежить від відстані між діелектричною пластиною та електродами ЩЛ. Нижня границя діапазону перелаштування спостерігається за відсутності повітряного проміжку, коли ефективна діелектрична проникність має максимальне значення. Збільшення висоти повітряного проміжку призводить до зменшення ефективної діелектричної проникності а, отже, до зменшення електричного шляху електромагнітної хвилі, що в свою чергу призводить до зміщення резонансної частоти в область вищих частот. Залежність відносної зміни резонансної частоти, від висоти повітряного проміжку, нормованого на товщину підкладки резонатора з параметрами, що наведено в табл. 4.1, для різних значень діелектричної проникності пластини показано на рис. 4.7.

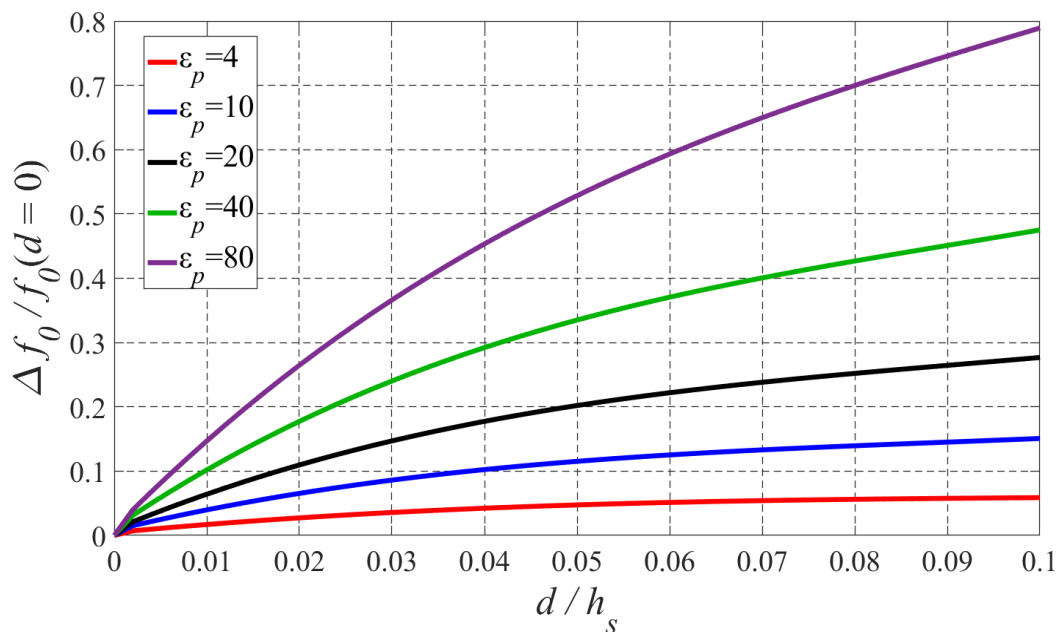


Рис. 4.7. Залежність зміни нормованої центральної частоти фільтра на основі однорідного щілинного резонатора від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини

Найбільша чутливість зміни центральної частоти до переміщень спостерігається за малих значень повітряного проміжку, до 10% від товщини підкладки, з поступовим її зменшенням. Для значень повітряного проміжку більше товщини підкладки вплив пластини відсутній і центральна частота

визначається лише розмірами резонатора. Збільшити діапазон зміни та чутливість перелаштування частоти до переміщень можна шляхом збільшення діелектричної проникності пластини або зменшення діелектричної проникності підкладинки. Використовуючи діелектричні пластини з високим значенням відносної діелектричної проникності, можна досягнути до 80% діапазону перелаштування за переміщень до 10% від товщини підкладинки, що для типових конструкцій складає до 100 мкм.

4.1.2 Неоднорідний щілинний резонатор

Зменшення робочих частот щілинного резонатора, без впливу на характеристики КЛ, можливе за рахунок збільшення його розмірів. Проте, такий підхід призводить до значного зростання розмірів пристрою, що суперечить сучасним тенденціям мініатюризації. Іншим варіантом є використання неоднорідного щілинного резонатора, структуру якого показано на рис. 4.8. Неоднорідний резонатор складається з двох однорідних відрізків щілинної лінії різної ширини та довжини, кожна з яких має сталі еквівалентні параметри. Так, наприклад, для отримання однакової резонансної частоти 2.05 ГГц, однорідний щілинний резонатор, представлений на рис. 4.1, шириною $W_{sl} = 0.2$ мм повинен мати довжину $L_{sl} = 16$ мм. Використання неоднорідного щілинного резонатора, рис. 4.8, з $W_{sl1} = 0.2$ та $W_{sl2} = 2$, дозволяє зменшити загальну довжину резонатора до 9.5 мм. Довжини L_{sl1} та L_{sl2} складатимуть 2 мм та 7.5 мм, відповідно. Так само, як і однорідний резонатор, даний резонатор можна розглядати як шлейф, що послідовно включено в спільний електрод лінії. Для визначення опору навантаження шлейфу, його зручно розділити на окремі частини зі сталими параметрами. Тоді загальний опір навантаження буде дорівнювати вхідному опору першої щілинної лінії, а її опір навантаження дорівнюватиме вхідному опору наступної лінії, і так далі:

$$Z_{n_i} = Z_{in_{i+1}}^{sl}.$$

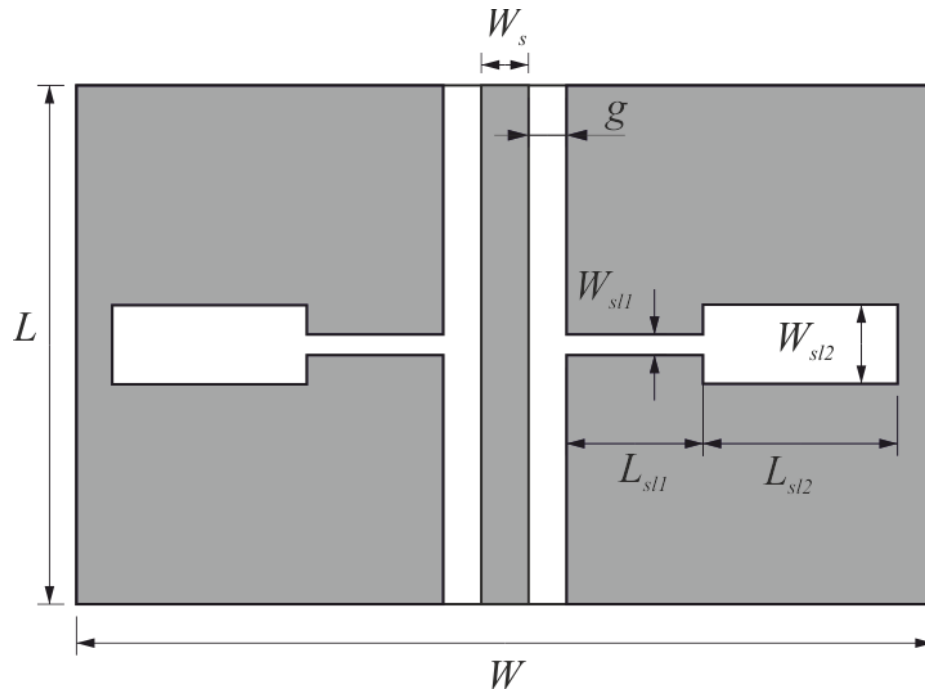


Рис. 4.8. Структура неоднорідного щілинного резонатора

Вхідний опір однорідного відрізка щілинної лінії розраховується за формулою (4.1). Оскільки шлейф є коротко замкнутим, то опір навантаження останнього відрізка лінії дорівнюватиме нулю. Схемна модель послідовного з'єднання відрізків щілинних ліній показана на рис. 4.9.

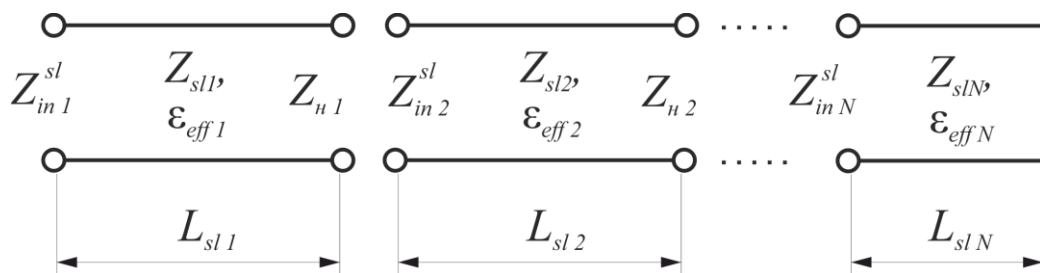


Рис. 4.9. Модель послідовного з'єднання щілинних ліній

Розрахувавши вхідний опір неоднорідного шлейфу Z_{in1}^{sl} , можна застосувати модель, представлену на рис. 4.2, приймаючи до уваги, що $Z_{in}^{sl} = Z_{in1}^{sl}$, для визначення S-параметрів фільтра. На рис. 4.10 показано S-параметри, які розраховано за допомогою запропонованої моделі і тривимірного МСЕ з використанням середовища CST Microwave Studio. Електрофізичні та геометричні параметри неоднорідного резонатора наведено в табл. 4.2. Отримані результати

добре узгоджуються між собою, що вказує на спроможність представленого методу визначати параметри неоднорідних щілинних резонаторів.

Таблиця 4.2. Електрофізичні та геометричні параметри неоднорідного щілинного резонатора

h_s , мм	ϵ_s	L , мм	W , мм	w_s , мм	g , мм	L_{sl1} , мм	W_{sl1} , мм	L_{sl2} , мм	W_{sl2} , мм
1	10	100	100	2	0.5	7	0.05	10	0.1

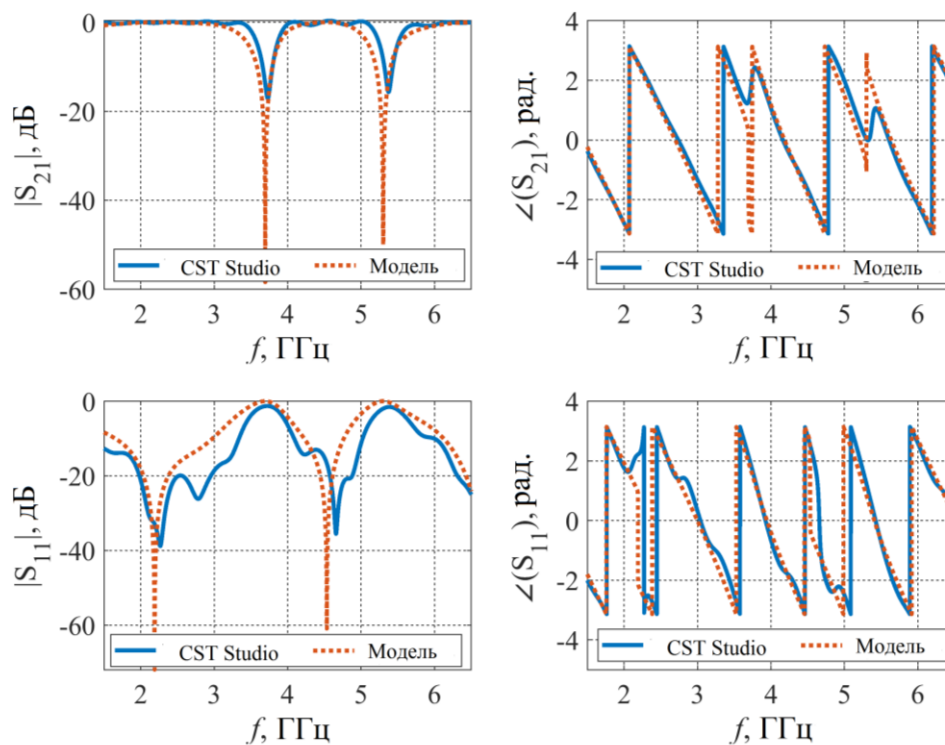


Рис. 4.10. Розраховані S-параметри неоднорідного щілинного резонатора

Оскільки, частотні характеристики неоднорідного щілинного резонатора, як і у випадку однорідного, мають форму смуго-загороджуючого фільтра, центральна частота якого залежить від значення вхідного опору шлейфа, то зміна еквівалентних параметрів ЩЛ призводить до зміни центральної частоти. Вплив розмірів ЩЛ на значення центральної частоти такого фільтра продемонстровано на рис. 4.11. Неоднорідний резонатор, на рис. 4.8, складається з двох щілинних ліній різних розмірів. Параметри КЛ були обрані такими чином, щоб характеристичний опір КЛ дорівнював 50 Ом та наведені в табл. 4.2. Розміри

першої щілини W_{sl1} та L_{sl1} залишались постійними і дорівнювали 0.5 мм та 1 мм відповідно. Довжина L_{sl2} та ширина W_{sl2} другої щілини нормовані на висоту підкладки, яка залишалась сталою. Збільшення ширини або довжини другої щілини веде до зміщення центральної частоти в область низьких частот, оскільки, зростає довжина шляху електромагнітної хвилі. Отримати одну і ту ж бажану центральну частоту можливо декількома способами. Наприклад, за рахунок варіації розмірів щілин відповідно до заданих вимог та обмежень щодо розмірів площі фільтра.

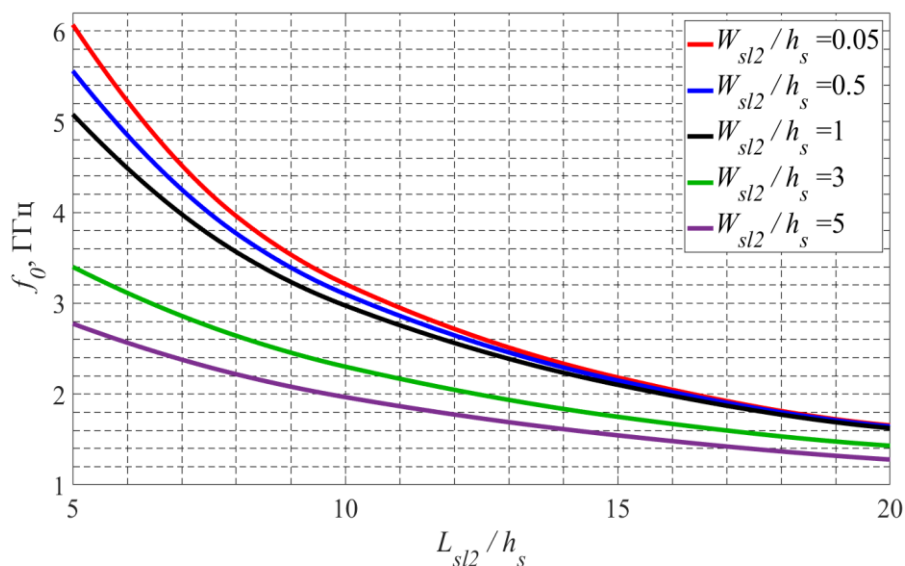


Рис. 4.11. Залежність f_0 від розмірів неоднорідного щілинного резонатора

Іншим способом є використання неоднорідного резонатора, в якому послідовно з'єднується відрізки щілинної лінії різної ширини та довжини, які будемо називати секціями. На рис. 4.12 показано коефіцієнт передачі фільтрів з однаковою центральною частотою, в яких неоднорідний резонатор складається з різної кількості секцій. Збільшення кількості секції веде до зменшення смуги пропускання фільтра та рівня режекції на центральній частоті.

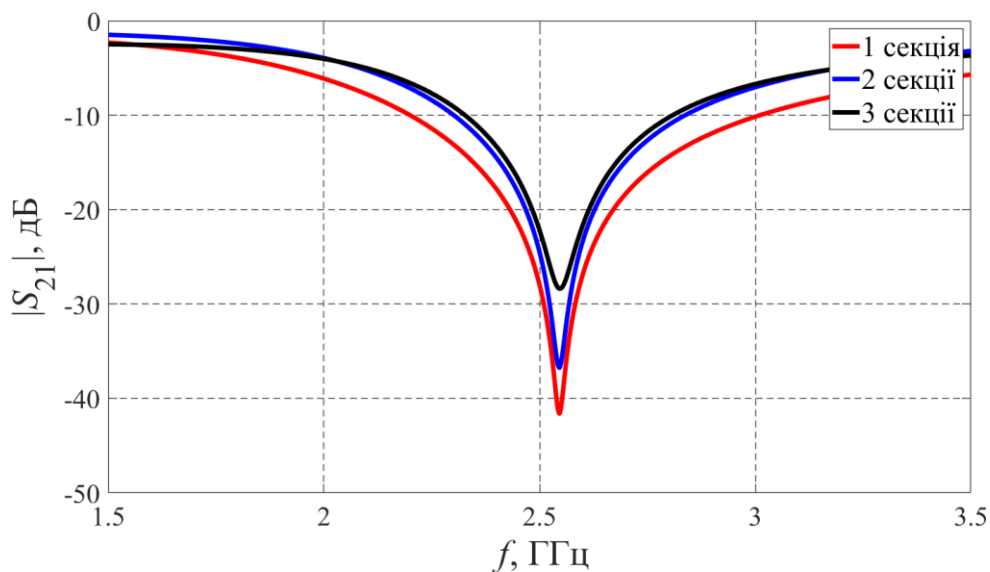


Рис. 4.12. S_{21} параметр щілинного резонатора з різною кількістю секцій

Вплив висоти та діелектричної проникності підкладки на резонансну частоту показано на рис. 4.13 та рис. 4.14 відповідно. Збільшення висоти підкладки або її діелектричної проникності веде до зростання ефективної діелектричної проникності щілинного резонатора, а, отже, і до зменшення центральної частоти фільтра.

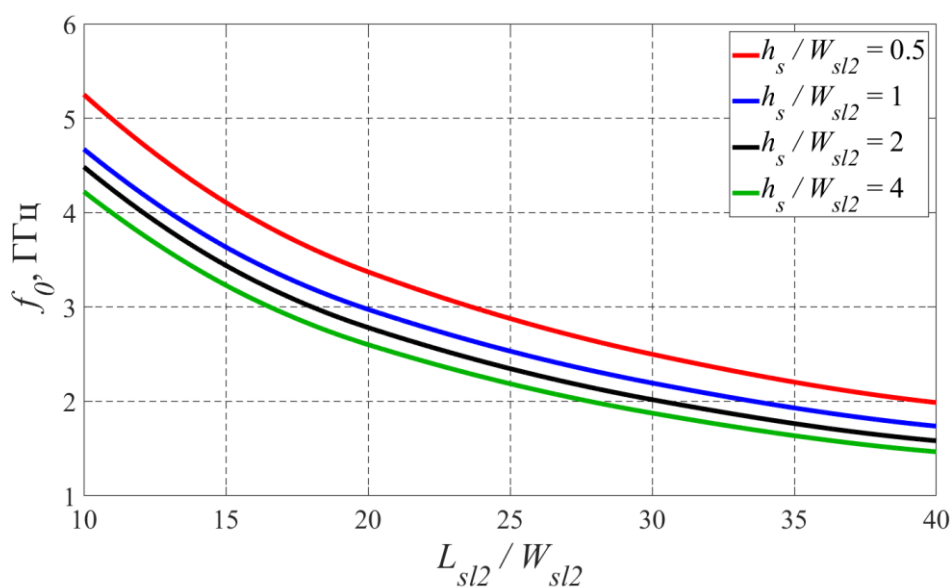


Рис. 4.13. Залежність центральної частоти смуго-загороджуючого фільтра з неоднорідним щілинним резонатором від розмірів щілини для різної висоти підкладки

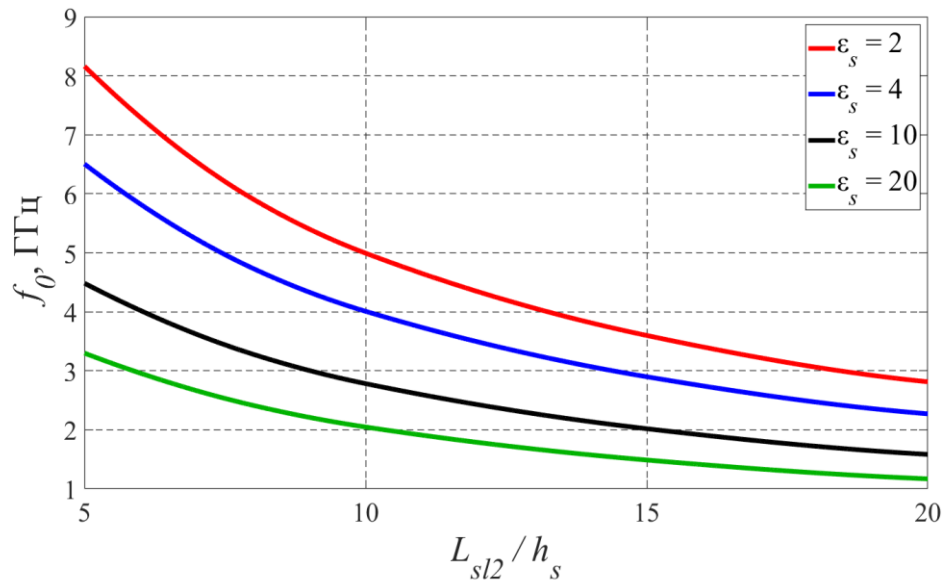


Рис. 4.14. Залежність центральної частоти смуго-загороджуючого фільтра з неоднорідним щілинним резонатором від розмірів щілини для різної діелектричної проникності підкладки

4.1.3 Перелаштування неоднорідного щілинного резонатора

Перелаштування частотних характеристик неоднорідних щілинних резонаторів схожі з перелаштуванням однорідних, а саме зміна їх еквівалентних параметрів шляхом вертикального переміщення діелектричних пластин над поверхнею електродів. Особливості впливу діелектричної пластини на еквівалентні параметри ЩЛ було розглянуто в розділі 3. На рис. 4.15 показано структуру та принцип перелаштування частотних характеристик неоднорідного щілинного резонатора [19]. Геометричні та електрофізичні параметри резонатора наведено в табл. 4.3.

Таблиця 4.3. Геометричні та електрофізичні параметри щілинного резонатора з перелаштування шляхом переміщення діелектричної пластини

ϵ_s	h_1 , мм	t , мкм	w_s , мм	g_1 , мм	l_1 , мм	w_1 , мм	ϵ_p	h_p , мм
10	1	35	2	0.5	1	0.5	10	1

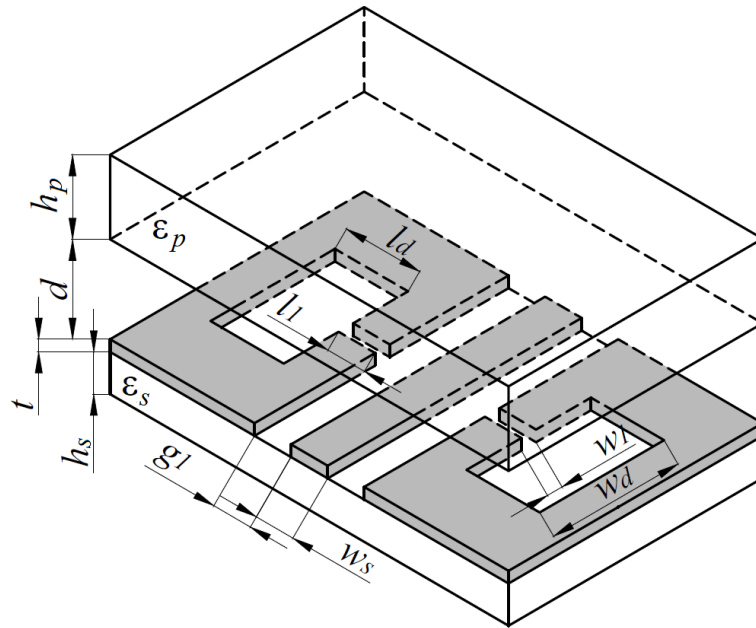


Рис. 4.15. Перелаштовуваний неоднорідний циліндричний резонатор з діелектричною пластиною у якості керуючого елемента

Контролюючи повітряний проміжок d між діелектричною пластиною та електродами можна змінювати частотні характеристики фільтра. Залежність зміни резонансної частоти Δf_0 від величини повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини показано на рис. 4.16.

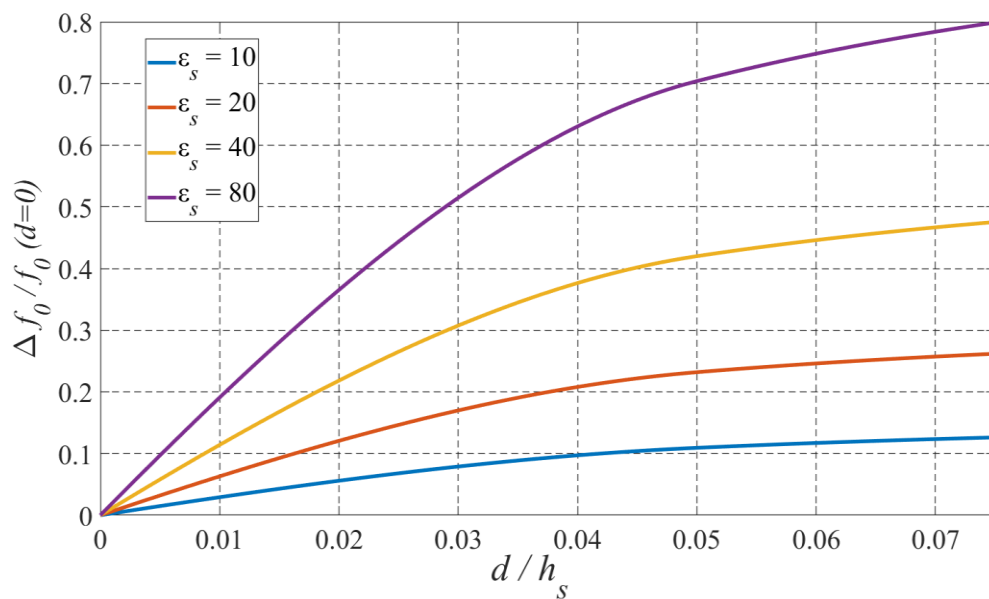


Рис. 4.16. Залежність зміни центральної частоти фільтра від величини повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини

Повітряний проміжок нормовано на висоту підкладинки. Зростання повітряного проміжку веде до зменшення ефективної діелектричної проникності щілинних ліній, що формують резонатор і, як наслідок, до зміщення резонансної частоти в область вищих частот. Збільшення діелектричної проникності пластини або зменшення діелектричної проникності підкладинки забезпечує зростання як чутливості, так і діапазону перелаштування частоти. Слід зазначити, що такий спосіб перелаштування не погіршує добротність резонатора, як і в інших мікромеханічно перелаштовуваних системах [186].

Іншим рішенням для створення перелаштовуваних неоднорідних щілинних резонаторів є використання металевих поверхонь замість діелектричної пластини, товщина яких є набагато меншою ніж товщина пластини, що сприяє зменшенню розмірів пристрою. Особливості впливу переміщення металевих поверхонь над електродами ЩЛ на зміну ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору ЩЛ розглянуто в розділі 3. Проте, відмінністю даного способу є те, що відсутність повітряного проміжку між металевою поверхнею та електродами резонатора призводить до замикання електродів і, фактично, до зникнення щілини, а, отже, і самого резонатора. Тому, розміщувати металеві поверхні необхідно не над всією областю неоднорідного щілинного резонатора, а лише над його частинами, секціями. На рис. 4.17а показано топологію неоднорідного щілинного резонатора, що складається з секцій *A* та *B*, та керуючий елемент, рис. 4.17б, що представляє собою діелектричну пластину, на якій сформовано металеві поверхні *C*. Діелектрична пластина має низьке значення діелектричної проникності для усунення впливу на частотні характеристики резонатор [20].

Принцип роботи перелаштування такого резонатора продемонстровано на рис. 4.18. Металеві поверхні *C* розміщуються над щілинами *B*. Рухома діелектрична пластина, з сформованими металевими поверхнями, переміщується вертикально над електродами резонатора. За відсутності повітряного проміжку між рухомою пластиною та електродами, металеві області *C* усувають вплив

Бажаний діапазон перелаштування частоти забезпечується відповідним вибором розмірів $a_1 - a_4$ та $b_1 - b_4$. Форма частотних характеристик представленого резонатора має форму смуго-загороджуючого фільтра. Залежність коефіцієнта передачі перелаштовуваного резонатора від частоти, для різної висоти повітряного проміжку, який нормовано на висоту підкладки, показано на рис. 4.19. Геометричні та електрофізичні параметри резонатора наведено в табл. 4.4. Резонансна частота змінюється від 2.19 ГГц до 3.09 ГГц, що становить більше ніж 50% від значення резонансної частоти за відсутності повітряного проміжку. Зміна ширина смуги загородження не перевищує 5% у всьому діапазоні перелаштування та складає біля 0.35 ГГц. Спотворення частотних характеристик резонатора не спостерігається.

Таблиця 4.4. Параметри перелаштовуваного неоднорідного щілинного резонатора

a_1 , мм	a_2 , мм	a_3 , мм	a_4 , мм	b_1 , мм	b_2 , мм	b_3 , мм	b_4 , мм
2	2	0.5	3	4	4	0.5	3
l_1 , мм	w_1 , мм	l_2 , мм	w_2 , мм	g , мм	w_s , мм	ϵ_s	ϵ_p
30	20	20	20	0.5	2	9.9	2.05

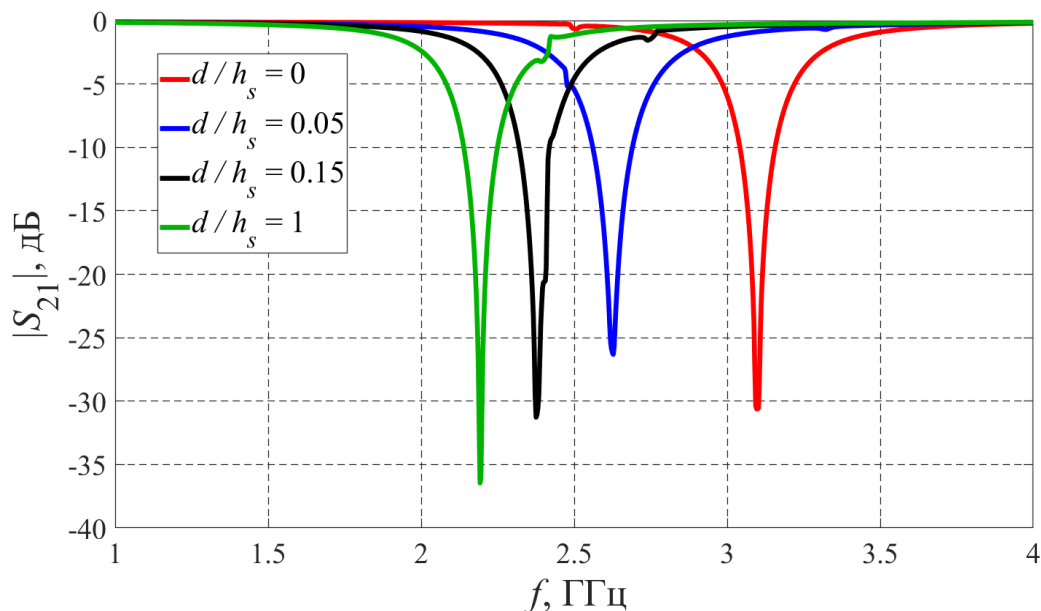


Рис. 4.19. Залежність модуля S_{21} параметру неоднорідного щілинного резонатора від частоти для різних значень повітряного проміжку

У випадку переміщення металевих поверхонь над секціями щілинного резонатора, їх розміри повинні бути більшими ніж розміри секції, що для секцій з великою площею викликає зростання масо габаритних параметрів рухомих частин. На рис. 4.20 показано структуру перелаштовуваного неоднорідного щілинного резонатора, в якому замість металевої поверхні використовується тонка металева смужка, розміри якої набагато менші ніж розміри секції [19]. В структурі, що розглядається, щілинний резонатор представляє собою не суцільну порожнину прямокутної форми, а лінію шириною g_2 , навколо металевої області у центрі. Металеві смужки можуть бути закріплені на діелектричній пластині з малим значенням діелектричної проникності, яка не буде суттєво впливати на частотні характеристики резонатора. Геометричні та електрофізичні параметри представленого резонатора наведено в табл. 4.5.

Таблиця 4.5. Електрофізичні та геометричні параметри щілинного резонатора

ϵ_s	h_1 , мм	t , мкм	w_s , мм	g_1 , мм	l_1 , мм	w_1 , мм	g_2 , мм	l_d , мм	w_d , мм	l_m , мм	w_m , мм
10	1	35	2	0.5	1	0.5	0.5	4	4	2.75	0.5

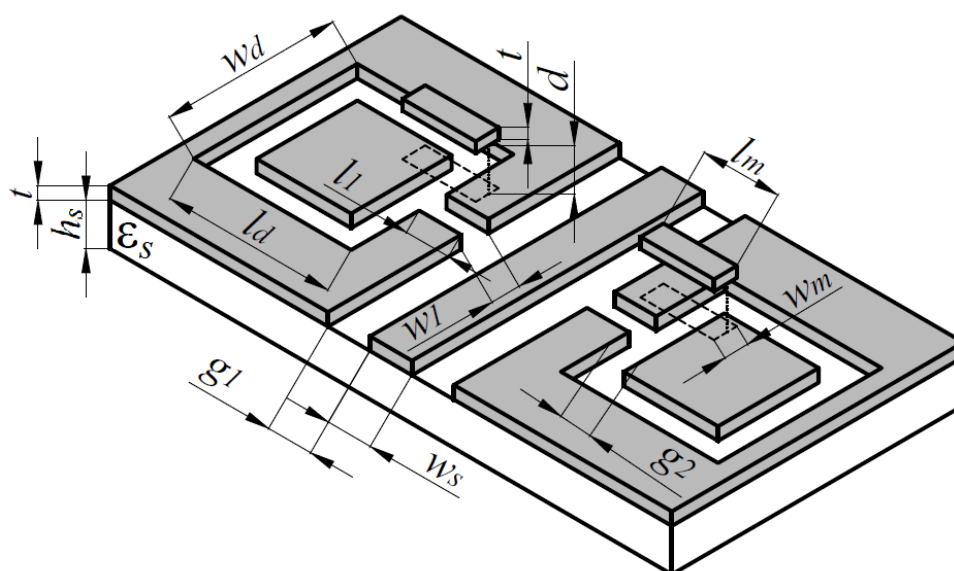


Рис. 4.20. Структура перелаштовуваного неоднорідного щілинного резонатора з використанням смужок металу у якості керуючого елемента

Залежність зміни Δf_0 резонансної частоти від висоти нормованого повітряного проміжку показано на рис. 4.21. За відсутності повітряного проміжку металева смужка з'єднує спільний електрод КЛ з металевою областю у центрі щілини. Шлях електромагнітної хвилі буде визначатись довжиною щілини від її початку до положення металевої стрічки, що і відповідає нижній границі діапазону перелаштування. Розміщення металевої стрічки біля початку щілини по суті збільшує шлях електромагнітної хвилі у 2 рази. Наявність повітряного проміжку ділить щілину на дві частини: постійну та перелаштовувану. Довжина та параметри постійної частини залишаються незмінними. Параметри перелаштовуваної частини залежать від висоти повітряного проміжку, оскільки, переміщення металевої смужки забезпечує зміну еквівалентних параметрів щілинної ліній та наявність ємнісного зв'язку між металевою смужкою та спільним електродом. Збільшення повітряного проміжку веде до зменшення шляху електромагнітної хвилі, а, отже, і до зростання центральної частоти фільтра. Досягнення значень повітряного проміжку більше ніж 10% від висоти підкладки призводить до відсутності впливу металевої стрічки, що відповідає верхній границі діапазону перелаштування частоти.

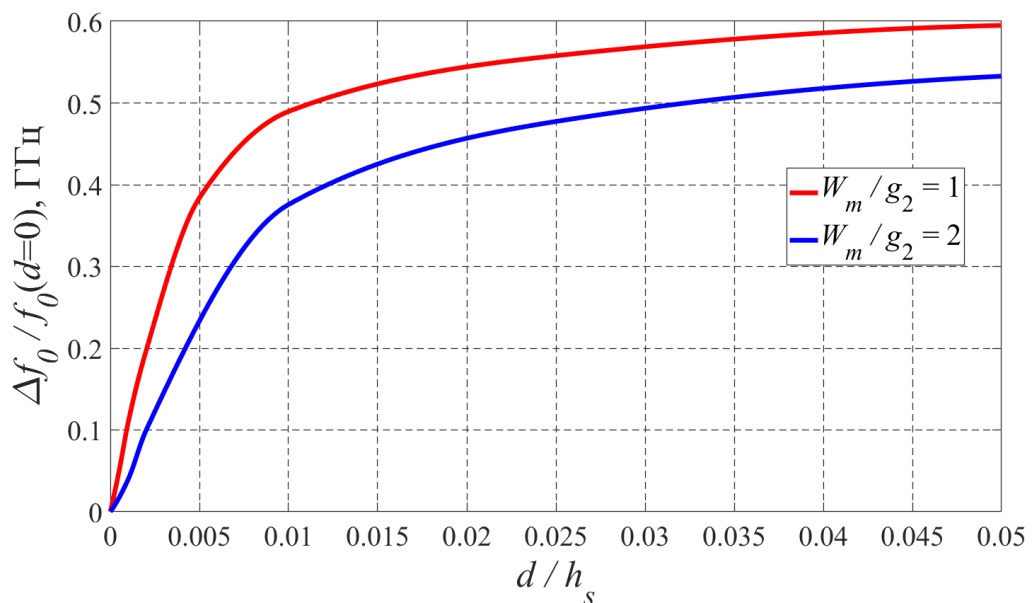


Рис. 4.21. Залежність зміни резонансної частоти від величини повітряного проміжку для різних значень ширини металевої стрічки

Слід зазначити, що у випадку перелаштування частоти за допомогою металевої стрічки, діапазон частоти складає до 60% від висоти підкладки і є меншим ніж у випадку переміщення діелектричної пластини. Проте, чутливість зміни резонансної частоти до переміщень для значень повітряного проміжку до 5% від висоти підкладки є вищою саме для типу перелаштування з переміщенням металевої стрічки.

4.2 Мікромеханічно перелаштовуваний шлейфовий резонатор на основі копланарної лінії

Топологію резонансного елемента шлейфового типу на основі КЛ показано на рис. 4.22. Резонатор виконано на діелектричній підкладці з відносною діелектричною проникністю ϵ_s , та висотою h_s . Топологічні параметри резонатора обрані таким чином, щоб характеристичний імпеданс КЛ був рівним 50 Ом, і наведено в табл. 4.6. Резонансна частота визначається розмірами шлейфа [22].

Таблиця 4.6. Електрофізичні та геометричні параметри шлейфового резонатора

ϵ_s	h_s , мм	W , мм	L , мм	w_s , мм	g , мм	w_g , мм	w_1 , мм	l_1 , мм	g_1 , мм	h_p , мм	w_p , мм	l_p , мм
4	1,2	20	40	2	1,65	2	2	20	1,65	1	20	25

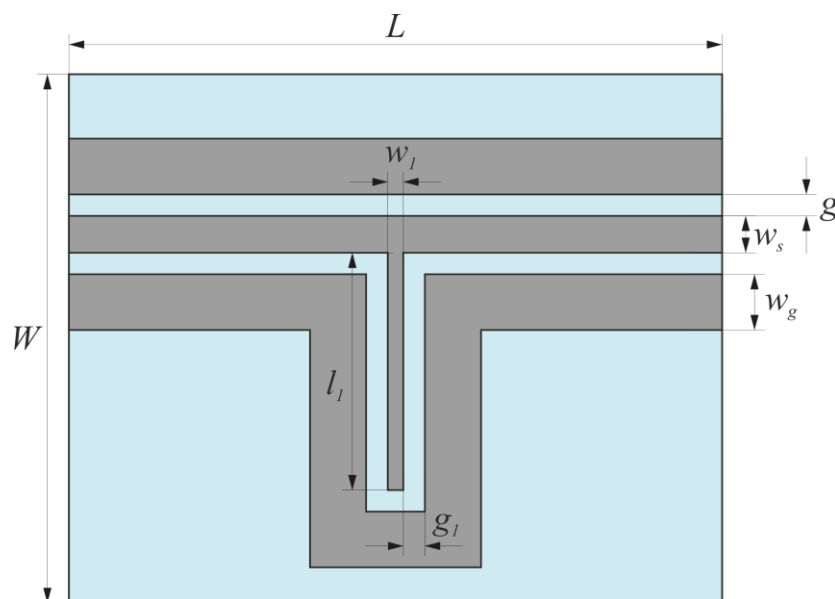


Рис. 4.22. Топологія шлейфового резонатора на основі КЛ

Принцип перелаштування частоти шлейфового резонатора продемонстровано на рис. 4.23. Перелаштування резонансної частоти реалізується за рахунок переміщення діелектричної пластини висотою h_p з діелектричною проникністю ϵ_p над поверхнею шлейфа. Ширина w_p та довжина l_p діелектричної пластини обрано таким чином, щоб повністю накривати поверхню шлейфа. Зміна висоти повітряного проміжку d між діелектричною пластинкою та електродами шлейфа призводить до зміни його еквівалентних параметрів, перелаштування яких, внаслідок переміщення діелектричної пластини, розглянуто в розділі 2. Нижня границя діапазону перелаштування частоти визначається за відсутності повітряного проміжку, коли ефективна діелектрична проникність відрізка шлейфа має максимальне значення, а характеристичний опір – мінімальне. Віддалення діелектричної пластини від поверхні електродів викликає зменшення ефективної діелектричної проникності та зростання характеристичного опору, що призводить до зміщення резонансної частоти в область вищих частот. Верхня границя діапазону перелаштування частоти досягається коли пластинка віддалена від поверхні електродів на відстань більше ніж декілька висот підкладки h_s , коли вплив діелектричної пластини є незначним.

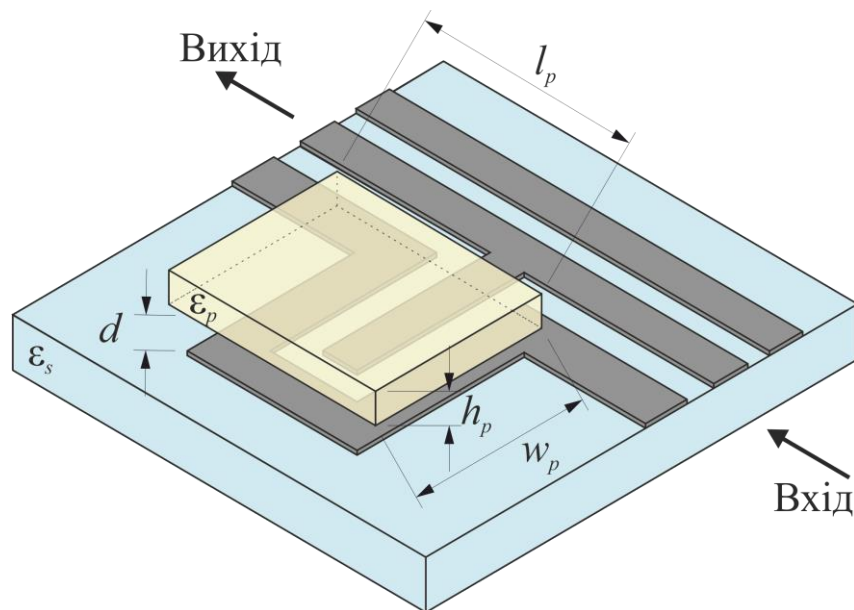


Рис. 4.23. Структура та принцип перелаштування шлейфового резонатора на основі КЛ

Схемна модель запропонованого перелаштовуваного шлейфового резонатора, рис. 4.24, складається з двох відрізків КЛ між якими паралельно включено імпеданс, що моделює шлейф. Значення імпедансу Z_{in} розраховується за формулою (4.1), як вхідна опір розімкненої лінії передачі. Оскільки навантаження шлейфа $Z_n = \infty$, то Z_{in} дорівнюватиме:

$$Z_{in} = -j \cdot Z_s \cdot \text{ctg}(\beta_z \cdot l_1),$$

де Z_s – характеристичний опір лінії шлейфа, l_1 – довжина шлейфа, $\beta_z = \sqrt{\epsilon_{eff s}} \frac{\omega}{c}$ – стала поширення у лінії шлейфа, $\epsilon_{eff s}$ – ефективна діелектрична проникність лінії шлейфа.

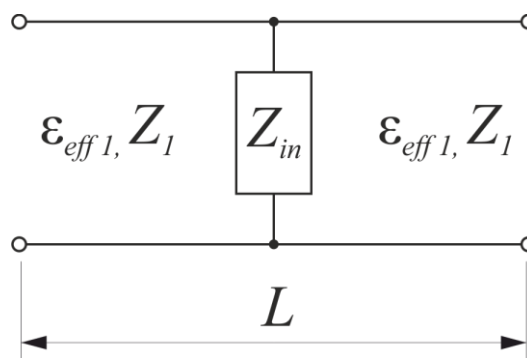


Рис. 4.24. Схемна модель шлейфового резонатора

Знаючи вхідний опір шлейфа, матрицю розсіяння схемної моделі можна розрахувати наступним чином:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1 - j \frac{2Z_{in}}{Z_1} \text{ctg}(\beta_z l_s)} & \frac{1}{1 + j \frac{Z_1}{2Z_{in}} \text{tg}(\beta_z l_s)} \\ \frac{1}{1 + j \frac{Z_1}{2Z_{in}} \text{tg}(\beta_z l_s)} & \frac{1}{1 - j \frac{2Z_{in}}{Z_1} \text{ctg}(\beta_z l_s)} \end{bmatrix}.$$

Залежність нормованої резонансної частоти від величини повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини показано на рис. 4.25. Значення резонансної частоти нормовано на її ж значення за відсутності

повітряного проміжку, а висоту повітряного проміжку нормовано на висоту діелектричної підкладки. Геометричні та електрофізичні параметри резонатора наведено в табл. 4.6. Найбільша чутливість зміни резонансної частоти спостерігається за малих значень повітряного проміжку, до 20% від висоти підкладки. Збільшення діелектричної проникності пластини забезпечує зростання як всього діапазону перелаштування, так і чутливості перелаштування резонансної частоти до переміщень. Використання діелектричних пластин з високим значенням відносної діелектричної проникності, 40 та вище, дозволяються досягти перелаштування резонансної частоти до 80% для повітряного проміжку, що становить десятки мікрометрів.

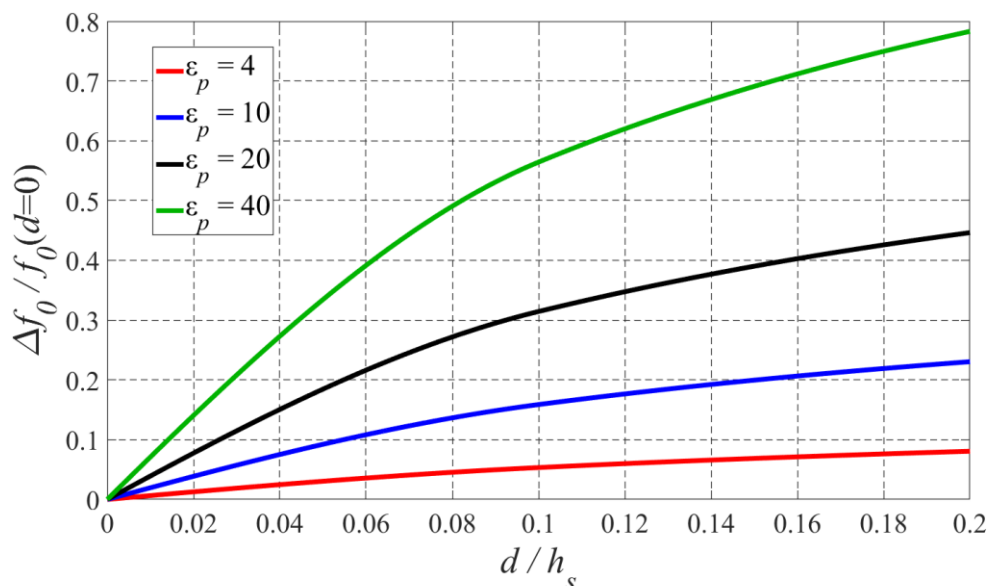


Рис. 4.25. Залежність зміни резонансної частоти від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень діелектричної проникності пластини

На рис. 4.26 показано вплив ширини w_1 сигнального електрода шлейфа на чутливість зміни резонансної частоти до переміщень пластини. Ширину шлейфа нормовано на відстань між сигнальним та спільним електродами шлейфа. Зниження ширини шлейфа веде до незначного зростання чутливості перелаштування резонансної частоти, так зменшення ширини шлейфа в 4 рази

забезпечує зростання чутливості перелаштування лише на 5% для повітряного проміжка рівного половині висоти підкладинки.

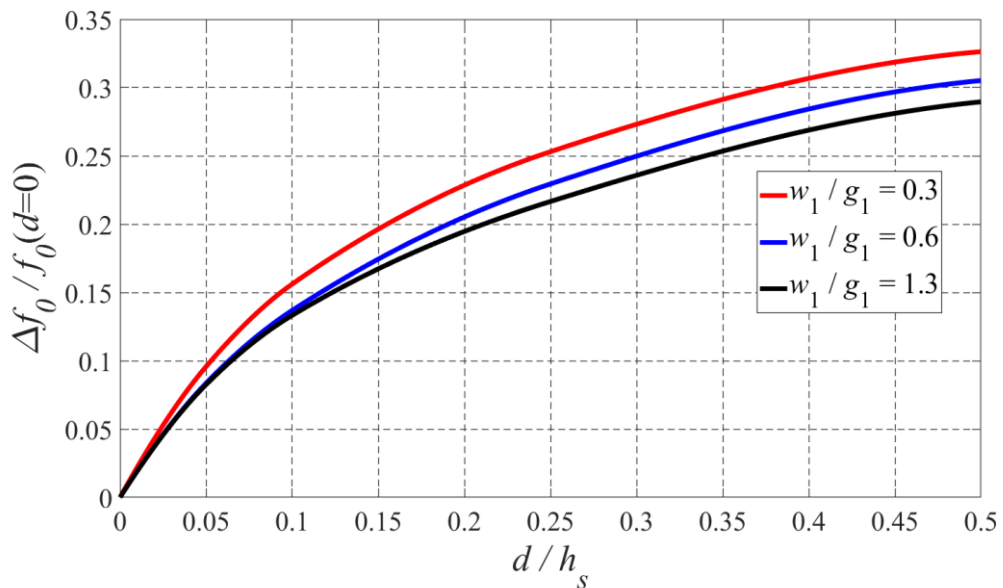


Рис. 4.26. Залежність зміни резонансної частоти від величини нормованого повітряного проміжку для різних значень ширини шлейфу

4.3 Застосування щілинних резонаторів в перелаштовуваній антені

Останнім часом, щоб досягнути зменшення складності обладнання та знизити його вартість виготовлення і розміри, вигідно поєднувати декілька пристроїв в один [187]. Так, наприклад, часто виготовляють антени разом з фільтрами на одній підкладинці, створюючи так звані «фільтени». Одним із методом створення «фільтени» є використання щілинних резонаторів у фідері антени. Щілинні резонатори виконують роль фільтрів. Це можуть бути, як щілини у сигнальному електроді, для усунення впливу вищих гармонік [188], або щілини у спільному електроді [189], для виділення необхідної інформації з отриманого сигналу. Змінюючи частотні характеристики вбудованого фільтра, можна отримати перелаштовувану «фільтену».

На рис. 4.27 показано топологію антени з фільтром, який вбудовано у лінію живлення. Антена складається з 2 частин: нерухомої (рис. 4.27а), безпосередньо антена, та рухомої (рис. 4.27б), контролюючий елемент. Антенний випромінювач

являє собою прямокутну металеву пластину з порожниною в центрі, яка підключена до сигнального електрода копланарної лінії. Роль фільтруючих елементів виконують щілини витравлені у спільному електроді фідера. Нерухома частина антени виконана на діелектричній підкладинці Rogers RO3010 з відносною діелектричною проникністю $\epsilon_s = 10.2$ та висотою $h_s = 1.2$ мм. Рухома частина антени виконує роль контролюючого елемента і складається з металевих поверхонь, які нанесено на діелектричну підкладинку Rogers RT/duroid 5880 з низьким значенням відносної діелектричної проникності ($\epsilon_p = 2.2$). Низьке значення діелектричної проникності пластини обумовлене необхідністю мінімізувати вплив діелектрика на частотні характеристики антени. Геометричні параметри антени наведено в табл. 4.7.

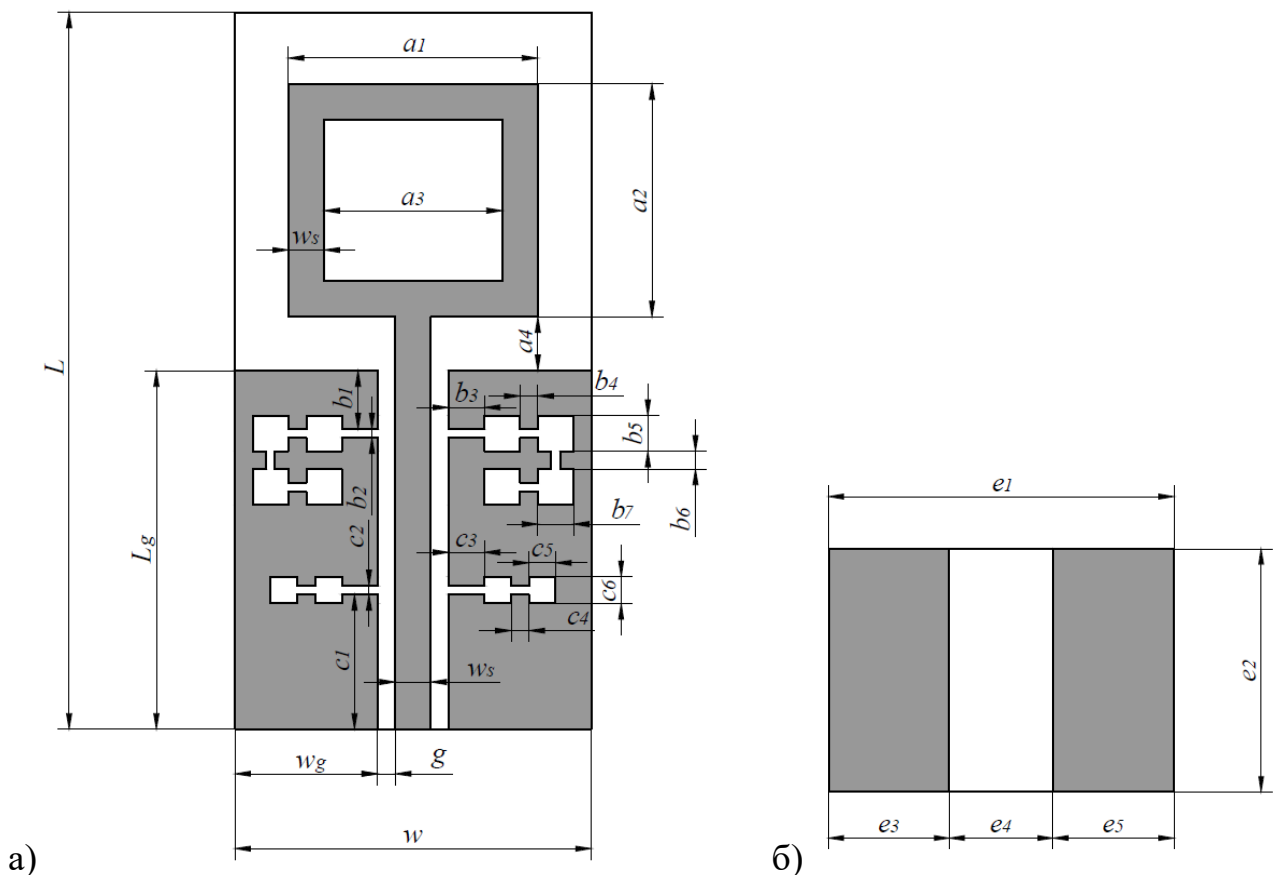


Рис. 4.27. Топологія нерухомої (а) та рухомої (б) частин антени

Таблиця 4.7. Геометричні параметри нерухомої та рухомої частин антени

$L, \text{мм}$	$w, \text{мм}$	$L_g, \text{мм}$	$w_g, \text{мм}$	$w_s, \text{мм}$	$g, \text{мм}$	$a_1, \text{мм}$	$a_2, \text{мм}$	$a_3, \text{мм}$	$a_4, \text{мм}$
40	19	20	8	2	0.5	16	13	12	3
$b_1, \text{мм}$	$b_2, \text{мм}$	$b_3, \text{мм}$	$b_4, \text{мм}$	$b_5, \text{мм}$	$b_6, \text{мм}$	$b_7, \text{мм}$	$c_1, \text{мм}$	$c_2, \text{мм}$	$c_3, \text{мм}$
2.85	0.3	2	1	2	1	2	8.85	0.3	2
$c_4, \text{мм}$	$c_5, \text{мм}$	$c_6, \text{мм}$	$b_1, \text{мм}$	$b_2, \text{мм}$	$b_3, \text{мм}$	$b_4, \text{мм}$	$b_5, \text{мм}$	$h_s, \text{мм}$	$h_p, \text{мм}$
1	1.5	1.5	19	13	7	5	7	1.2	0.75

Принцип перелаштування антени показано на рис. 4.28. Антена має два режими роботи, зміна яких відбувається шляхом контролю висоти повітряного проміжку між рухомою та нерухомою частинами антени. Перший режим роботи спостерігається за відсутності повітряного проміжку, коли металеві пластини усувають вплив щілин у спільному електроді, а резонансна частота складає 2.6 ГГц. Збільшення повітряного проміжку призводить до зміщення резонансної частоти в область високих частот, яка становить 6.13 ГГц, що відповідає другому режиму роботи.

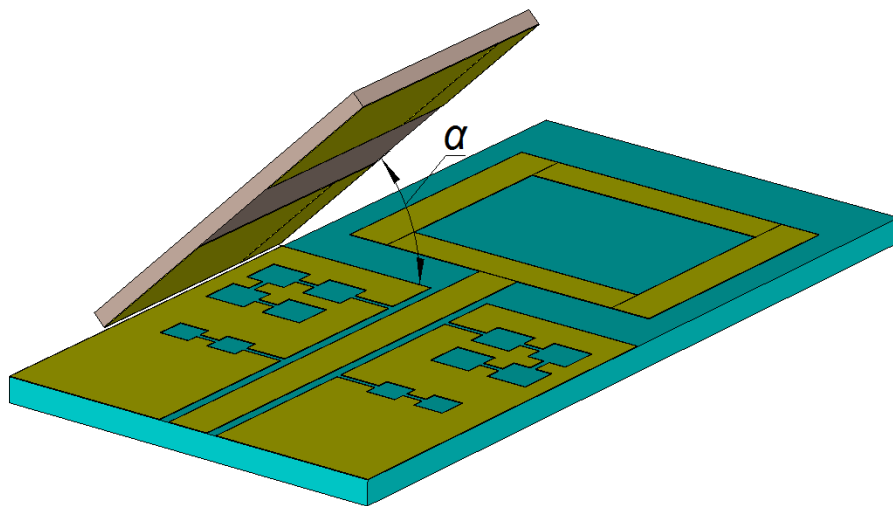


Рис. 4.28. Принцип перелаштування частотних характеристик антени

Для переміщення рухомої частини використовувалась стрічка іонно-полімерного металевих композитного матеріалу (ІРМС). ІРМС це структура на основі іонно електро-активного полімеру, що змінює свою форму, а саме згинається, під впливом зовнішньої напруги, або генерує електрорушійну силу в

результаті механічної деформації. ІРМС зазвичай складаються з тонкої йонообмінної мембрани з типовою товщиною приблизно 100 мкм. Йонообмінна мембрана покривається з обох боків електродами із благородних металів, таких як платина або золото. Завдяки фіксованим аніонам на поверхні полімерної мембрани така ж кількість катіонів існує і в самій мембрані. Катіони можуть вільно переміщуватись при наявності поліелектроліту. Прикладання напруги призводить до зміщення іонів від та до електродів з однаковими та протилежними зарядами. Нагромадження рухливих іонів на катоді та аноді ІРМС викликає зміну форми актюатора. Принцип роботи такого актюатора показано на рис. 4.29.

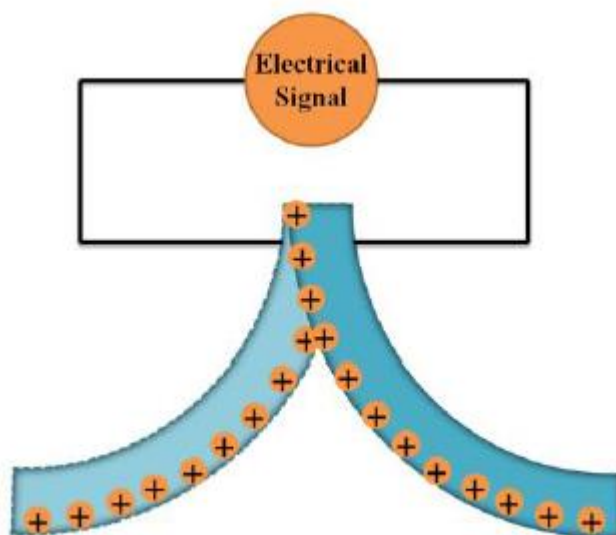


Рис. 4.29. Принцип роботи ІРМС актюатора (відтворено з [193])

Головною перевагою даного типу актюатора є низька напруга керування, до 5 В, що суттєво нижче ніж в МЕМС системах, які потребують більше ніж 10 В [190]. ІРМС актюатор може підіймати масу до 100 грам зі зміщенням до 10 мм при напрузі лише 4 В [191, 192]. Для зміни положення рухомої частини антени використовувався актюатор довжиною 40 мм, шириною 10 мм і товщиною 0.4 мм, розміри якого можуть забезпечити підйом діелектричної пластини. До одного кінця актюатори прикладалась напруга, а на протилежному кінці закріплювалась рухома діелектрична пластини. Зміна форми актюатори при прикладанні напруги

5 В показано на рис. 4.30. Крок сітки на фото складає 1 мм. Зміщення актюатора може перевищувати 5 мм.

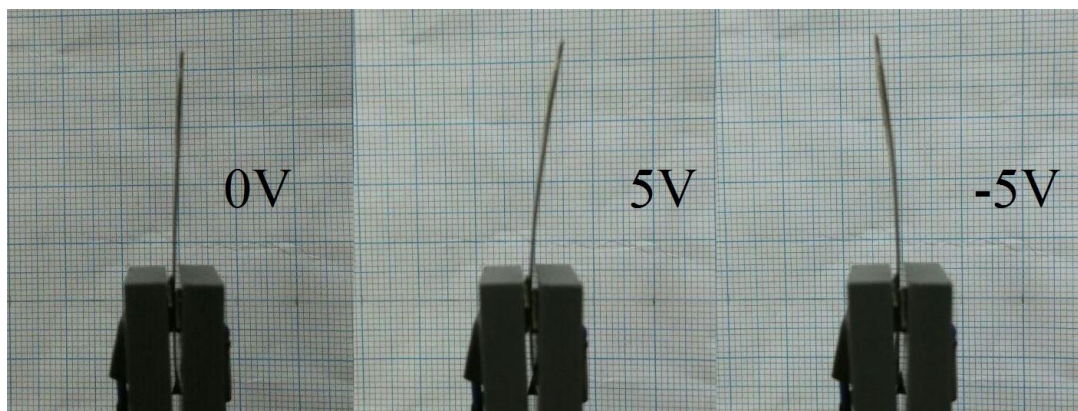


Рис. 4.30. Зміна форми IPMC актюатори при прикладанні напруги

Виготовлені рухома та нерухома частини антени представлені на рис. 4.31. Лінія живлення антени з'єднана з SMA-роз'ємом опір якого становить 50 Ом, що є рівним до хвильового опору лінії живлення.

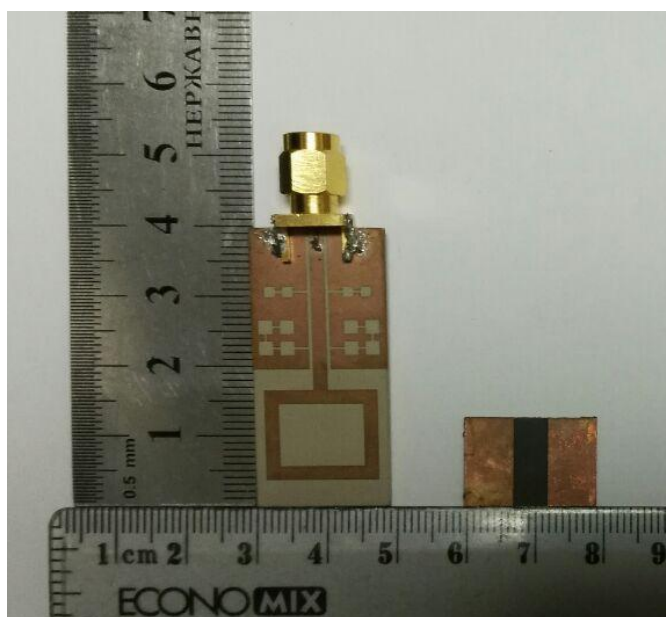


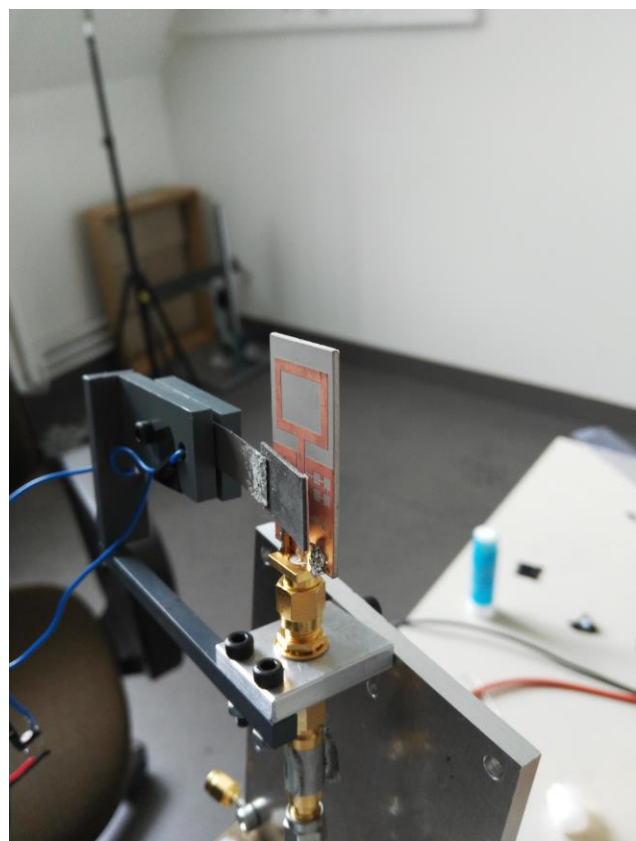
Рис. 4.31. Виготовлені зразки антени

Експериментальний стенд та антена в обох режимах роботи показані на рис. 4.32. Один кінець IPMC актюатора закріплений в тримачі виготовленому із пластику. На тримачі також є електроди, до яких підводиться напруга. Інший кінець актюатора тримає діелектричну пластину, що рухається. Нерухома частина

антени закріплена за допомогою SMA-роз'єму. Коли напруга зміщення відсутня, то стрічка актюатора має пряму форму і рухлива частина знаходиться на поверхні антени, а металеві пластини рухливої частини усувають вплив щілин у спільному електроді на частотні характеристики, що відповідає першому режиму роботи. Прикладання напруги 5 В викликає зміну форми актюатора який підіймає рухливу пластину над антеною, що веде до зростання повітряного проміжку між щілинами у спільному електроді та металевими смужками на діелектричній пластині. Оскільки, повітряний проміжок перевищує 1 мм, то вплив рухливої частини суттєво зменшується, що відповідає другому режиму роботи.



а



б

Рис. 4.32. Експериментальній стенд та виготовлена антена: а) перший режим роботи; б) другий режим роботи

Для моделювання характеристик перелаштовуваної фільтри використувався тривимірний МСЕ. Експериментально виміряні та розраховані значення коефіцієнту відбиття антени показані на рис. 4.33. 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.

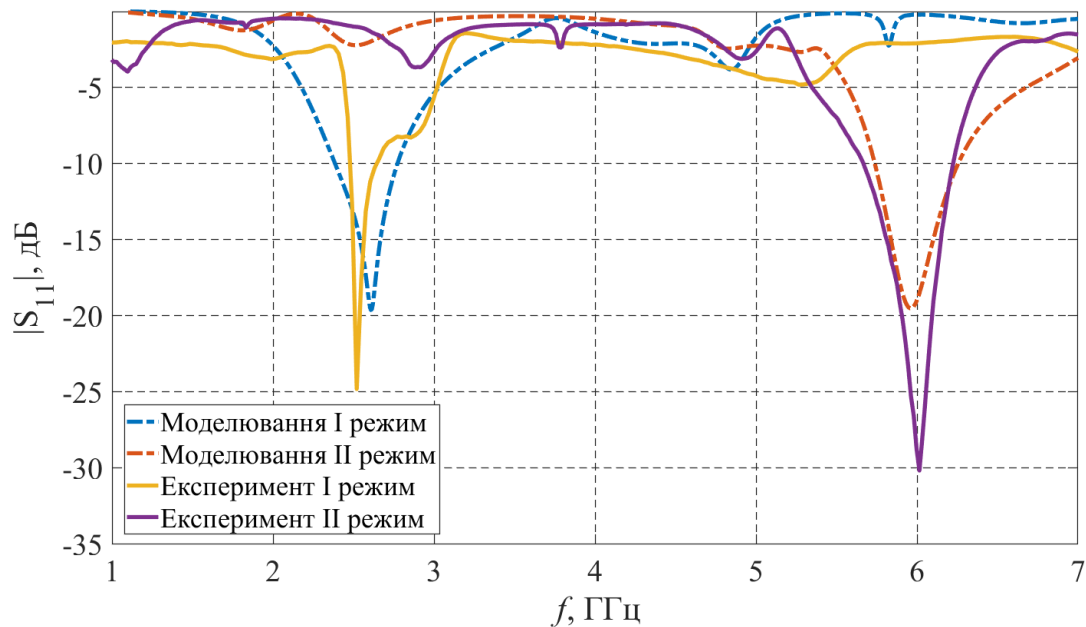


Рис. 4.33. Залежність S_{11} параметру перелаштовуваної антени від частоти

4.4 Висновки до розділу

Досліджено структури мікромеханічно перелаштовуваних щілинних резонаторів, частотні характеристик яких мають форму смуго-загороджуючих фільтрів. Перелаштування резонансної частоти відбувається за рахунок переміщення рухомих елементів поблизу електродів, що викликає перерозподіл електромагнітного поля і, як наслідок, зміну ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору резонатора. Такий спосіб перелаштування реалізовано декількома способами:

1. переміщення діелектричної пластини над електродами резонатора;
2. переміщення металевих поверхонь над електродами резонатора;
3. переміщення металевої смужки.

Переміщення діелектричної пластини над електродами щілинного резонатора дозволяє досягнути перелаштування резонансної частоти до 80% для переміщень, які складають десятки відсотків від товщини підкладки, що для

типових конструкцій смужкових ліній становить десятки та сотні мікрометрів, а, отже, дозволяє використовувати п'єзоактюатори та МЕМС як керуючі елементи. Встановлено, що зменшити необхідні переміщення та покращити чутливість перелаштування частоти до переміщення пластини можна за рахунок використання пластин з високою діелектричною проникністю та підкладинок з низьким значенням діелектричної проникності.

Переміщення металевих поверхонь над електродами резонатора дозволяє зменшити розміри пристрою, оскільки їх товщина значно менша ніж товщина діелектричних пластин. Проте, металеві поверхні повинні розміщуватись не над всією площею щілинного резонатора, а лише над його частинами, секціями, оскільки відсутність повітряного проміжку між металевою поверхнею та електродами резонатора призводить до замикання електродів і, фактично, до його зникнення. Розміри металевих поверхонь мають перевищувати розміри секції. Запропоновано конструкцію неоднорідного щілинного резонатора з мікромеханічним перелаштуванням шляхом переміщення металевих поверхонь, частотні характеристики якого мають форму смуго-загороджуючого фільтра. Діапазон перелаштування резонансної частоти склав біля 50%, а зміна ширини смуги загородження не перевищувала 5% у всьому діапазоні перелаштування.

Досліджено структуру неоднорідного щілинного резонатора в якому для перелаштування частоти замість металевих поверхонь використовується тонка металева смужка, що дозволяє значно зменшити розміри рухомих частин резонатора у випадку секцій з великою площею. Для цього в центрі секції резонатора знаходилась металева область, а металева смужка розміщувалась таким чином, що за відсутності повітряного проміжку з'єднувала спільний електрод КЛ та металеву область. Збільшення повітряного проміжку призводило до зміщення резонансної частоти в область вищих частот. Переміщення металевої смужки забезпечує діапазон перелаштування частоти до 60%, що менше ніж у випадку переміщення діелектричної пластини. Проте, чутливість перелаштування

частоти до переміщень є вищою саме для використання металевої смужки, а необхідні переміщення становлять одиниці відсотків від товщини підкладки.

Запропоновано конструкцію перелаштовуваного шлейфового резонатора на основі КЛ. Контроль резонансної частоти відбувається шляхом зміни висоти повітряного проміжку між діелектричною пластиною та електродами шлейфа. Діапазон перелаштування частоти становить 80% для переміщень пластини до 20% від товщини підкладки. Збільшення діелектричної проникності пластини та зменшення діелектричної проникності підкладки або ширини шлейфового електрода забезпечує зростання чутливості перелаштування резонансної частоти до переміщень та розширення діапазону перелаштування.

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 моделювання тривимірним МСЕ. Використання запропонованих схемних моделей дозволяє полегшити проектування таких резонаторів за рахунок спрощення аналізу впливу параметрів конструкції на їх характеристики та зменшення необхідних обчислювальних затрат.

Запропоновано структуру перелаштовуваної антени з використанням щілинного резонатора, який вбудовано у фідер антени. Щілинний резонатор виконує роль фільтра. Зміна частоти фільтра відбувається за рахунок переміщення металевих поверхонь, які закріплено на діелектричну пластину з низьким значення діелектричної проникності, над щілинами у спільному електроді, що призводить до змін резонансної частоти антени. Для переміщення металевих поверхонь використовується стрічка іонно-полімерного металевого композиту, який змінює свою форму внаслідок прикладанні зовнішньої напруги. Прикладання напруги до 5 В дозволяє досягти переміщення рухомої частини антени більше ніж на 2 мм, що забезпечує зміну резонансної частоти на 130%.

Основні наукові результати, представлені в цьому розділі, викладено в роботах автора [19, 20, 22].

ВИСНОВКИ З РОБОТИ

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 підкладинкою 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 підкладинці, міра тонкості якої визначається співвідношенням висоти підкладинки 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

компромiс між низькими втратами та діапазоном перелаштування. Використання металевiї пластини для перелаштування ЩЛ, призводить до значного зростання рiвня металiчних втрат, що вимагає виготовлення електродiв та пластини iз матерiалiв з високою електропровiднiстю.

4. Встановлено, що характеристичний опiр КЛ та ЩЛ зростає разом зi вiддаленням рухомих частин лiнii вiд пiдкладинки. Пiдвищення чутливостi перелаштування ефективної дiелектричної проникностi до перемiщень призводить до збiльшення дiапазону змiни характеристичного опору, що може викликати необхіднiсть додавання додаткових лiнii узгодження пiд час проектування перелаштовуваних пристроiв.

5. Дослiджено структури мiкромеханiчно перелаштовуваних резонаторiв на основi ЩЛ та КЛ, частотнi характеристик яких, мають форму смугозагороджуваних фiльтрiв, а змiна резонансної частоти вiдбувається внаслiдок вертикального перемiщення дiелектричних або металевих пластин над електродами резонатора. Найбiльша чутливiсть змiни резонансної частоти спостерiгається для перемiщень, якi складають десятки та сотнi мiкрометрiв i дозволяють досягнути перелаштування резонансної частоти до 80% та 60% для дiелектричних та металевих пластин вiдповiдно.

6. На основi теорii кiл з розподiленими параметрами запропоновано схемнi моделi конструкцiй перелаштовуваних щiлинних та шлейфових резонаторiв. Результати моделювання з використанням схемних моделей добре узгоджуються з результатами тривимiрного МСЕ. Використання запропонованих схемних моделей дозволяє полегшити проектування резонаторiв за рахунок спрощення аналізу впливу параметрiв конструкцiї на iх характеристики та зменшити необхіднi обчислювальнi затрати.

7. Запропоновано спiсiб електромеханiчного перелаштування АЧХ смужкової антени внаслiдок змiни частоти перелаштовуваного щiлинного резонатора, що вбудовано у фiдер антени. Змiна частоти антени складає 130% та реалiзована з використанням електромеханiчного рушiя iз iонно-полiмерного композита.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] W. Anani, A. Ouda and A. Hamou, "A Survey of Wireless Communications for IoT Echo-Systems," 2019 IEEE Canadian Conference of Electrical and Computer Engineering (CCECE), Edmonton, AB, Canada, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/CCECE.2019.8861764.
- [2] H. B. El-Shaarawy, F. Coccetti, R. Plana, M. El-Said and E. A. Hashish, "Novel Reconfigurable Defected Ground Structure Resonator on Coplanar Waveguide," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 11, pp. 3622-3628, Nov. 2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2071336.
- [3] Y. Chun, H. Shaman and J. Hong, "Switchable Embedded Notch Structure for UWB Bandpass Filter," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 590-592, Sept. 2008, doi: 10.1109/LMWC.2008.2002451.
- [4] C. Lugo and J. Papapolymerou, "Six-state reconfigurable filter structure for antenna based systems," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 479-483, Feb. 2006, doi: 10.1109/TAP.2005.863386.
- [5] A. M. E. Safwat, F. Podevin, P. Ferrari and A. Vilcot, "Tunable Bandstop Defected Ground Structure Resonator Using Reconfigurable Dumbbell-Shaped Coplanar Waveguide," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 9, pp. 3559-3564, Sept. 2006
- [6] J. Wang, H. Ning and L. Mao, "A Compact Reconfigurable Bandstop Resonator Using Defected Ground Structure on Coplanar Waveguide," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 457-459, 2012.
- [7] S. Adhikari, S. Hemour, A. Ghiotto and K. Wu, "Magnetically Tunable Ferrite-Loaded Half-Mode Substrate Integrated Waveguide," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 3, pp. 172-174, March 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2391997.
- [8] S. Pendharker, R. K. Shevgaonkar and A. N. Chandorkar, "Optically Controlled Frequency-Reconfigurable Microstrip Antenna with Low Photoconductivity," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 99-102, 2014.

- [9] J. M. Floc'h, I. Ben Trad and I. Rouissi, "Mechanically tunable meander antenna for cognitive radio," 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481574.
- [10] P. Sergienko, Y. Prokopenko and G. A. E. Vandenbosch, "Novel concept for microstrip stub resonant frequency control," *2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 2013, pp. 94-98, doi: 10.1109/ELNANO.2013.6552072.
- [11] П. Сергієнко, В. Казміренко, А. Чернов, Ю. Прокопенко, "Добротность перестраиваемых микрополосковых резонаторов," *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, Т. 59, № 2, 2016, С. 52-60.
- [12] Ю. В. Прокопенко, В. А. Казміренко, А. С. Чернов, Гі А. Е. Ванденбош, "Вплив топологічних параметрів на діапазон перелаштування мікроемеханічно керованих мікросмужкових резонаторів," *Електроніка та зв'язок: науково-технічний журнал*, Т. 22, № 2(97), 2017, С. 6–15.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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.

- [18] 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)*, Kiev, 2016, pp. 30-33.
- [19] А. С. Чернов, Ю.В. Прокопенко, "Перелаштовувані смугово-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.
- [20] A. Chernov, Y. Prokopenko and G. A. E. Vandebosch, «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.
- [21] 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
- [22] A. Chernov, V. Kazmirenko, Y. Prokopenko and Guy A. E. Vandebosch, «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.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] L. G. Maloratsky, R. Collins, "Reviewing the basics of suspended striplines", *Microw. J.*, vol. 45, no. 10, pp. 82, Oct. 2002.

- [26] A. Boutejdar, A. Omar, M. Senst, E. P. Burte, A. Batmanov and R. Mikuta, "A new design of a tunable WLAN-band pass filter using a combination of varactor device, RF-choke and Hairpin-Defected Ground Structure," *2011 41st European Microwave Conference*, Manchester, 2011, pp. 1067-1070.
- [27] J. D. Park, Y. J. Sung, S. H. Lee and Y. S. Kim, "Tunable bandstop filters using defected ground structure with active devices," *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Suzhou, 2005, pp. 3-4.
- [28] K. Song, W. Chen, S. R. Patience, Y. Chen, A. M. Iman and Y. Fan, "Compact Wide-Frequency Tunable Filter With Switchable Bandpass and Bandstop Frequency Response," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 47503-47508, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2908453.
- [29] P. Qin, F. Wei and Y. J. Guo, "A Wideband-to-Narrowband Tunable Antenna Using a Reconfigurable Filter," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 5, pp. 2282-2285, May 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2402295.
- [30] F. Goelden, A. Gaebler, O. Karabey, M. Goebel, A. Manabe and R. Jakoby, "Tunable bandpass filter based on Liquid Crystal," *German Microwave Conference Digest of Papers*, Berlin, 2010, pp. 98-101.
- [31] D. Dolfi, M. Labeyrie, P. Joffre and J. P. Huignard, "Liquid crystal microwave phase shifter," in *Electronics Letters*, vol. 29, no. 10, pp. 926-928, 13 May 1993, doi: 10.1049/el:19930618.
- [32] F. Goelden, A. Gaebler, M. Goebel, A. Manabe, S. Mueller and R. Jakoby, "Tunable liquid crystal phase shifter for microwave frequencies," in *Electronics Letters*, vol. 45, no. 13, pp. 686 -687, 18 June 2009, doi: 10.1049/el.2009.1168.
- [33] C. Fritsch, S. Bildik and R. Jakoby, "Ka-band frequency tunable patch antenna," *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2, doi: 10.1109/APS.2012.6348462.
- [34] A. E. Prasetiadi et al., "Continuously tunable substrate integrated waveguide bandpass filter in liquid crystal technology with magnetic biasing," in *Electronics Letters*, vol. 51, no. 20, pp. 1584-1585, 1 10 2015, doi: 10.1049/el.2015.2494.

- [35] M. Yazdanpanahi and D. Mirshekar-Syahkal, "Millimeter-wave liquid-crystal-based tunable bandpass filter," *2012 IEEE Radio and Wireless Symposium*, Santa Clara, CA, 2012, pp. 139-142, doi: 10.1109/RWS.2012.6175306.
- [36] S. Mueller et al., "Broad-band microwave characterization of liquid crystals using a temperature-controlled coaxial transmission line," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 6, pp. 1937-1945, June 2005, doi: 10.1109/TMTT.2005.848842.
- [37] D. Jiang et al., "Millimeter-Wave Broadband Tunable Band-Pass Filter Based on Liquid Crystal Materials," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 1339-1346, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2954984.
- [38] E. Marsan, J. Gauthier, M. Chaker and Ke Wu, "Tunable microwave device: status and perspective," *The 3rd International IEEE-NEWCAS Conference*, 2005., Quebec City, Que., 2005, pp. 279-282.
- [39] E. Mallmann, A. Sombra, J. Goes, P. Fechine, "Yttrium Iron Garnet: Properties and Applications Review," *Solid State Phenomena*, vol. 202, May 2013, pp. 65–96.
- [40] M. A. Musa, R. S. Azis, N. H. Osman, J. Hassan, T. Zangina, "Structural and magnetic properties of yttrium iron garnet (YIG) and yttrium aluminum iron garnet (YAIG) nanoferrite via sol-gel synthesis," *Results in Physics*, vol. 7, 2017, pp. 1135-1142.
- [41] L. Tan, R. Wu, C. Wang and Y. Poo, "Magnetically Tunable Ferrite Loaded SIW Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 273-275, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2248113.
- [42] L. Tan, R. Wu and Y. Poo, "Magnetically Reconfigurable SIW Antenna with Tunable Frequencies and Polarizations," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 6, pp. 2772-2776, June 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2414446.
- [43] Z. Zhang, J. Liu, H. Ding, Z. Feng and Y. Nie, "Microwave Bandpass Filters Tuned by the Magnetization of Ferrite Substrates," in *IEEE Magnetics Letters*, vol. 8, pp. 1-4, 2017, Art no. 3702004, doi: 10.1109/LMAG.2016.2623717.
- [44] X. Yang et al., "Compact tunable bandpass filter on YIG substrate," in *Electronics Letters*, vol. 48, no. 17, pp. 1070-1071, 16 August 2012, doi: 10.1049/el.2012.1001.

- [45] A. S. Horton, S. L. Chilton, H. H. Sigmarsson and J. E. Ruyle, "Tunable microstrip filter element using magnetically-repositioned ferrofluid load," in *Electronics Letters*, vol. 53, no. 4, pp. 256-258, 16 2 2017, doi: 10.1049/el.2016.4567.
- [46] D. Patron, A. S. Daryoush and K. R. Dandekar, "Optical Control of Reconfigurable Antennas and Application to a Novel Pattern-Reconfigurable Planar Design," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3394-3402, 15 Oct.15, 2014.
- [47] D. Budimir, L. Athukorala and G. Zouganelis, "Optically switchable microstrip resonators for RF/Microwave multifunctional systems," *2008 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2008 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference*, Gold Coast, Qld, 2008, pp. 267-270.
- [48] S. Pendharker, R. K. Shevgaonkar and A. N. Chandorkar, "Optically controlled frequency switching band stop filter," *2012 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Singapore, 2012, pp. 151-152.
- [49] K. Rabbi and D. Budimir, "Optically reconfigurable CPW filters for UWB applications," *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2, doi: 10.1109/APS.2012.6348654.
- [50] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya and J. C. Vardaxoglou, "Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 449-454, Feb. 2006, doi: 10.1109/TAP.2005.863393.
- [51] V. Sathi, N. Ehteshami and J. Nourinia, "Optically Tuned Frequency-Reconfigurable Microstrip Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1018-1020, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2215001.
- [52] E. A. El-Refaay, H. A. Malhat and S. H. Zainud-Deen, "Thermally Tuneable Terahertz InSb Patch Microstrip Antenna," *2019 36th National Radio Science Conference (NRSC)*, Port Said, Egypt, 2019, pp. 52-59, doi: 10.1109/NRSC.2019.8734692.
- [53] S. I. H. Shah and S. Lim, "Thermally Beam-Direction- and Beamwidth-Switchable Monopole Antenna Using Origami Reflectors with Smart Shape Memory Polymer Hinges," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 1696-1700, Aug. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2928333.

- [54] A. D. Guzman-Chavez and E. Vargas-Rodriguez, "Enhanced Thermally Tunable Optical Filter and its Applications in Erbium-Doped Fiber Lasers," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 297-300, 15 March 15, 2020, doi: 10.1109/LPT.2020.2972371.
- [55] Xiaopeng Shen, Kui Han, Haishun Liu, Haipeng Li and Gang Tang, "Thermally tunable microring resonator for self-collimated beams in photonic crystals," *2008 International Workshop on Metamaterials*, Nanjing, 2008, pp. 149-152, doi: 10.1109/META.2008.4723560.
- [56] C. Tu, J. E. Lee and J. E. Lee, "A parallel-class thermally-actuated micromechanical filter with tunable center frequency and bandwidth," *2013 Joint European Frequency and Time Forum & International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC)*, Prague, 2013, pp. 137-140, doi: 10.1109/EFTF-IFC.2013.6702249.
- [57] L. Domash, Ming Wu, N. Nemchuk and E. Ma, "Tunable and switchable multiple-cavity thin film filters," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 1, pp. 126-135, Jan. 2004, doi: 10.1109/JLT.2004.823349.
- [58] E. A. Casu et al., "Vanadium Oxide Bandstop Tunable Filter for Ka Frequency Bands Based on a Novel Reconfigurable Spiral Shape Defected Ground Plane CPW," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 12206-12212, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2795463.
- [59] K. Kimsis, J. Semenjako and Y. V. Shestopalov, "Mechanically tunable coupled resonator waveguide bandpass filter," *2019 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*, Riga, Latvia, 2019, pp. 52-56, doi: 10.1109/MTTW.2019.8897240.
- [60] A. A. C. Alves, L. G. da Silva, E. C. V. Boas, D. H. Spadoti and A. Cerqueira S., "Mechanically Tunable Horn Filtenna for mm-waves," *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Krakow, Poland, 2019, pp. 1-4.
- [61] P. Nayeri and R. Haupt, "A Mechanically Configurable Microstrip Patch Antenna for IEEE 802.11 WLAN Band," *2019 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM)*, Boulder, CO, USA, 2019, pp. 1-2, doi: 10.23919/USNC-URSI-NRSM.2019.8713027.
- [62] V. V. Yachin, T. L. Zinenko, S. V. Mizrakhy, I. A. Nesterov, P. K. Nesterov and A. S. Lukash, "Mechanically Tunable Microwave Filter Based on Crossed Strip Gratings with

- Controllable Crossing Angle in Free Space," *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 2018, pp. 205-208, doi: 10.1109/ELNANO.2018.8477540.
- [63] M. Amin, R. Cahill and V. F. Fusco, "Mechanically Tunable Multiband Compact Quadrifilar Helix Antenna with Dual Mode Operation," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1528-1532, June 2008, doi: 10.1109/TAP.2008.923331.
- [64] H. Ezzeddine et al., "A dual-mode High-Q tunable filter reconfigured by cavity rotation," *2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, Seville, 2017, pp. 341-343, doi: 10.1109/NEMO.2017.7964280.
- [65] X. Yang et al., "A Mechanically Reconfigurable Reflectarray with Slotted Patches of Tunable Height," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 4, pp. 555-558, April 2018, doi: 10.1109/LAWP.2018.2802701.
- [66] S. Kurudere and V. B. Ertürk, "Novel Microstrip Fed Mechanically Tunable Compline Cavity Filter," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 11, pp. 578-580, Nov. 2013, doi: 10.1109/LMWC.2013.2281432
- [67] F. Mira, J. Mateu and C. Collado, "Mechanical Tuning of Substrate Integrated Waveguide Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 3939-3946, Dec. 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2490144
- [68] I. T. Nassar, H. Tsang, D. Bardroff, C. P. Lusk and T. M. Weller, "Mechanically Reconfigurable, Dual-Band Slot Dipole Antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 7, pp. 3267-3271, July 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2423699
- [69] B. Yassini, M. Yu, D. Smith and S. Kellett, "A Ku-Band High-Q Tunable Filter With Stable Tuning Response," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 2948-2957, Dec. 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2034215.
- [70] S. Ohshima et al., "Development of High-Speed Mechanical Tuning System for HTS Filters," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 19, no. 3, pp. 903-906, June 2009, doi: 10.1109/TASC.2009.2018092.

- [71] Ю. М. Поплавко, В. И. Молчанов, В. М. Пашков, Ю. В. Прокопенко, В. А. Казмиренко, И. П. Голубева, Б. Б. Працюк, «Перестраиваемые СВЧ-устройства с электромеханическим управлением,» *Техника и приборы СВЧ*, №1, 2009, С.49-59.
- [72] H. Mirzajani, M. Nasiri and H. Badri Ghavifekr, "A novel MEMS-based wideband frequency tunable microstrip patch antenna," *20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2012)*, Tehran, 2012, pp. 1383-1387, doi: 10.1109/IranianCEE.2012.6292574.
- [73] F. Khan, H. Hussein and M. I. Younis, "Spring-Shaped Inductor Tuned with a Microelectromechanical Electrothermal Actuator," in *IEEE Magnetics Letters*, vol. 11, pp. 1-5, 2020, Art no. 8101805, doi: 10.1109/LMAG.2020.2982108.
- [74] N. Zhang, Z. L. Deng and J. Huang, "A novel tunable band-pass filter using MEMS technology," *The 2010 IEEE International Conference on Information and Automation*, Harbin, 2010, pp. 1510-1515, doi: 10.1109/ICINFA.2010.5512025.
- [75] A. L. Amadjikpè, D. J. Chung, S. Courrèges, P. Eudeline, A. Ziaei and J. Papapolymerou, "Two-pole digitally tunable evanescent-mode waveguide narrow-band filter with radio frequency micro-electromechanical systems switches," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 4, pp. 393-401, 21 March 2011, doi: 10.1049/iet-map.2009.0621.
- [76] Y. Luo, K. Kikuta, Z. Han, T. Takahashi, A. Hirose and H. Toshiyoshi, "An Active Metamaterial Antenna with MEMS-Modulated Scanning Radiation Beams," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 37, no. 7, pp. 920-923, July 2016, doi: 10.1109/LED.2016.2565559.
- [77] A. Batmanov, A. Boutejdar, E. P. Burte and A. S. Omar, "New compact MEMS-switch controlled tunable DGS coplanar bandpass filter," *ESSDERC 2007 - 37th European Solid State Device Research Conference*, Munich, 2007, pp. 438-441, doi: 10.1109/ESSDERC.2007.4430972.
- [78] Y. Poplavko, V. Pashkov, V. Molchanov, D. Shmigun and A. Yeremenko, "Dielectric Phase Shifter Based on the Piezo-Tunable Impedance-Step Filter," *2007 European Microwave Conference*, Munich, 2007, pp. 290-293.

- [79] D. Scarbrough, D. Psychogiou, D. Peroulis and C. Goldsmith, "Low-loss, broadly-tunable cavity filter operating at UHF frequencies," *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-4.
- [80] S. Fouladi, F. Huang, W. D. Yan and R. R. Mansour, "High-Q Narrowband Tunable Comblines Bandpass Filters Using MEMS Capacitor Banks and Piezomotors," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 393-402, Jan. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2012.2226601.
- [81] Yi-Chen Lin, Chung-Yi Yu, Chung-Min Li, Chin-Heng Liu, Jiun-Peng Chen, Tah-Hsiung Chu and Guo-Dung John Su, "An Ionic-Polymer-Metallic Composite Actuator for Reconfigurable Antennas," in *Mobile Devices Sensors*, 14(1), 2014, pp. 834-847.
- [82] J. Chang, M. J. Holyoak, G. K. Kannell, M. Beacken, M. Imboden and D. J. Bishop, "High Performance, Continuously Tunable Microwave Filters Using MEMS Devices with Very Large, Controlled, Out-of-Plane Actuation," in *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 27, no. 6, pp. 1135-1147, Dec. 2018, doi: 10.1109/JMEMS.2018.2871657.
- [83] П. Ю. Сергієнко, Ю. В. Прокопенко, Ю. М. Поплавко, «Перелаштування мікросмушкових резонаторів НВЧ без погіршення добротності,» *Вісник Національного технічного університету України «КПІ», Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, №56, 2014, с. 75-87.
- [84] P. Sergienko, I. Golubeva and Y. Prokopenko, "Loss in tunable microstrip lines," *2014 IEEE 34th International Scientific Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, 2014, pp. 97-100, doi: 10.1109/ELNANO.2014.6873972.
- [85] J. J. Yao and M. F. Chang, "A Surface Micromachined Miniature Switch for Telecommunications Applications with Signal Frequencies from DC Up To 4 Ghz," *Proceedings of the International Solid-State Sensors and Actuators Conference - TRANSDUCERS '95*, Stockholm, Sweden, 1995, pp. 384-387, doi: 10.1109/SENSOR.1995.721827.
- [86] N. Nishijima, Joo-Jung Hung and G. M. Rebeiz, "Parallel-contact metal-contact RF-MEMS switches for high power applications," *17th IEEE International Conference on Micro Electro*

- Mechanical Systems*. Maastricht MEMS 2004 Technical Digest, Maastricht, Netherlands, 2004, pp. 781-784, doi: 10.1109/MEMS.2004.1290701.
- [87] A. Grichener and G. M. Rebeiz, "High-Reliability RF-MEMS Switched Capacitors with Digital and Analog Tuning Characteristics," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 10, pp. 2692-2701, Oct. 2010, doi: 10.1109/TMTT.2010.2065892.
- [88] T. G. S. M. Rijks, J. T. M. van Beek, P. G. Steeneken, M. J. E. Ulenaers, J. De Coster and R. Puers, "RF MEMS tunable capacitors with large tuning ratio," *17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*. Maastricht MEMS 2004 Technical Digest, Maastricht, Netherlands, 2004, pp. 777-780, doi: 10.1109/MEMS.2004.1290700.
- [89] B. Lakshminarayanan, D. Mercier and G. M. Rebeiz, "High-Reliability Miniature RF-MEMS Switched Capacitors," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 4, pp. 971-981, April 2008, doi: 10.1109/TMTT.2008.919076.
- [90] E. K. I. Hamad, A. M. E. Safwat and A. S. Omar, "A MEMS reconfigurable DGS resonator for K-band applications," in *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 15, no. 4, pp. 756-762, Aug. 2006, doi: 10.1109/JMEMS.2006.876797.
- [91] X. Liu, L. P. B. Katehi, W. J. Chappell and D. Peroulis, "High-Q Tunable Microwave Cavity Resonators and Filters Using SOI-Based RF MEMS Tuners," in *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 19, no. 4, pp. 774-784, Aug. 2010, doi: 10.1109/JMEMS.2010.2055544.
- [92] X. Mi, O. Toyoda and S. Ueda, "MEMS tunable bandpass filters on high-k LTCC," *2010 IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, Wanchai, Hong Kong, 2010, pp. 787-790, doi: 10.1109/MEMSYS.2010.5442290.
- [93] J. T. Do, Yusha Bey and X. Liu, "A High-Q W band tunable bandpass filter," *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540094.
- [94] L. Cao, L. Wang, J. Yan and L. Yin, "Piezoelectric transducer tunable microstrip bandpass filter with a capacitive coupling," *2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Guangzhou, China, 2019, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992899.

- [95] Y. Han *et al.*, "A Flexible Microstrip Low-Pass Filter Design Using Asymmetric Pi-Shaped DGS," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 49999-50006, 2019.
- [96] S. Xu, K. Ma, F. Meng and K. S. Yeo, "Novel Defected Ground Structure and Two-Side Loading Scheme for Miniaturized Dual-Band SIW Bandpass Filter Designs," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 4, pp. 217-219, April 2015.
- [97] Z. He, C. J. You, S. Leng, X. Li and Y. Huang, "Compact Bandpass Filter With High Selectivity Using Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide and Coplanar Waveguide," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 9, pp. 809-811, Sept. 2017.
- [98] J. Wang, L. Zhao and Z. Hao, "A Band-Pass Filter Based on the Spoof Surface Plasmon Polaritons and CPW-Based Coupling Structure," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 35089-35096, 2019.
- [99] C. H. Kim and K. Chang, "Ring Resonator Bandpass Filter With Switchable Bandwidth Using Stepped-Impedance Stubs," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12, pp. 3936-3944, Dec. 2010
- [100] P. Y. Sergienko, Y. V. Prokopenko, Y. M. Poplavko and G. Vandebosch, "Tunable band-stop and band-pass filters based on microstrip stub resonators," 2013 23rd International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology", Sevastopol, 2013, pp. 649-651.
- [101] W. Liu, C. Wu and Y. Dai, "Design of Triple-Frequency Microstrip-Fed Monopole Antenna Using Defected Ground Structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, pp. 2457-2463, July 2011.
- [102] M. Abbak, J. Janghi and I. Akduman, "Compact slot type CPW-Fed ultra-wideband (UWB) antenna," *2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, Toulouse, 2012, pp. 1-4.
- [103] S. Kuzu and N. Akcam, "Array Antenna Using Defected Ground Structure Shaped with Fractal Form Generated by Apollonius Circle," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1020-1023, 2017.

- [104] W. Zhang, Y. Jiao, B. Yang and Z. Hong, "CPW-fed ultrawideband antenna with 3.5/5.5 GHz dual band-notched characteristics," *2011 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics*, Beijing, 2011, pp. 327-330.
- [105] Z. Wang, Y. Yin, J. Wu and R. Lian, "A Miniaturized CPW-Fed Antipodal Vivaldi Antenna with Enhanced Radiation Performance for Wideband Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 16-19, 2016.
- [106] P. Patil, U. P. Khot and S. Bhujade, "DGS based microstrip phase shifters," *2012 Sixth International Conference on Sensing Technology (ICST)*, Kolkata, 2012, pp. 723-728.
- [107] S. M. Han, C. -. Kim, D. Ahn and T. Itoh, "Phase shifter with high phase shifts using defected ground structures," in *Electronics Letters*, vol. 41, no. 4, pp. 196-197, 17 Feb. 2005.
- [108] Z. Wu and J. Liu, "A new design of MEMS coplanar waveguide phase shifter," *2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES)*, Beijing, China, 2018, pp. 1-2.
- [109] Y. Poplavko, V. Kazmirenko, Y. Prokopenko, Moongi Jeong and Sunggi Baik, "Low loss phase shifter based on piezo-controlled layered dielectric structure," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, Philadelphia, PA, USA, 2003, pp. 437-440 vol.1, doi: 10.1109/MWSYM.2003.1210970.
- [110] H. Zhan, M. Liu, S. Ling, H. Zhang and X. Yu, "K-band tunable CPW phase shifters unit using Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO₃ thin films," *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing, 2015, pp. 1-3.
- [111] Y. M. Poplavko, I. P. Golubeva and Y. V. Prokopenko, "MEMS-Like Phase Shifter with Piezoelectric Control," *2006 International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications*, Krakow, 2006, pp. 317-319, doi: 10.1109/MIKON.2006.4345179.
- [112] Y. Kusama and R. Isozaki, "Compact and Broadband Microstrip Band-Stop Filters with Single Rectangular Stubs," *Appl. Sci.*, 2019, 9(2), 248.
- [113] R. Uikey, R. S. Sangam, K. Prasadu, R. S. Kshetrimayum, "Novel Notched UWB Filter Using Stepped Impedance Stub Loaded Microstrip Resonator and Spurlines," *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol.15, Sept. 2015.

- [114] X. Luo, J. Ma and E. Li, "Wideband Bandpass Filter With Wide Stopband Using Loaded BCMC Stub and Short-Stub," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 7, pp. 353-355, July 2011.
- [115] Ning Yang, Zhi Ning Chen and Yan Zhang, "CPW bandpass filter with serially-connected series-stub resonators," *2005 European Microwave Conference*, Paris, 2005, pp. 4-7.
- [116] S. Mao, Y. Chueh and M. Wu, "Asymmetric Dual-Passband Coplanar Waveguide Filters Using Periodic Composite Right/Left-Handed and Quarter-Wavelength Stubs," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 418-420, June 2007.
- [117] Andreas Bogner, Carsten Steiner, Stefanie Walter, Jaroslaw Kita, Gunter Hagen, "Planar Microstrip Ring Resonators for Microwave-Based Gas Sensing: Design Aspects and Initial Transducers for Humidity and Ammonia Sensing," *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 17(10), Oct. 2017.
- [118] S. W. Wong, L. Zhu, L. C. Quek and Z. N. Chen, "A stopband-enhanced UWB bandpass filter using short-/open- stubs embedded ring resonator," *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, Singapore, 2009, pp. 913-916.
- [119] M. Hesham and S. O. Abdellatif, "Compact Bandpass Filter Based on Split Ring Resonators," *2019 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE)*, Aswan, Egypt, 2019, pp. 301-303.
- [120] Wei Liu, Zhewang Ma, Chun-Ping Chen, Guoxin Zheng and Tetsuo Anada, "A novel UWB filter using a new type of microstrip double-ring resonators," *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, 2006, pp. 33-36.
- [121] S. Sun, "A Dual-Band Bandpass Filter Using a Single Dual-Mode Ring Resonator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 6, pp. 298-300, June 2011.
- [122] M. Latrach, "A Novel Compact CPW Multi-StopBand Filter with DGS Integrating Circular Ring Resonator", *TMLAI*, vol. 5, no. 4, Sep. 2017.
- [123] P. Sehgal and K. Patel, "Dual-Wideband CPW-Fed Monopole Antenna with Circular Split-Ring Resonators," *2020 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*, Noida, India, 2020, pp. 1078-1083, doi: 10.1109/SPIN48934.2020.9071298.

- [124] Ю. В. Прокопенко, П. Ю. Сергиенко, «Кольцевой микрополосковый резонатор с микромеханической перестройкой частоты,» *Электроника и связь*, №4(69), 2012, с. 23-27.
- [125] A. Velez, F. Aznar, J. Bonache, M. C. Velazquez-Ahumada, J. Martel and F. Martin, "Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRRs) and Their Application to Wideband CPW Band Pass Filters," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 4, pp. 197-199, April 2009, doi: 10.1109/LMWC.2009.2015490.
- [126] A. Munir, B. D. Wulandari, W. Aditomo and Y. Prasetyo, "DGS-based UWB microstrip bandpass filter and its equivalent circuit," *2017 IEEE 13th Malaysia International Conference on Communications (MICC)*, Johor Bahru, 2017, pp. 70-73.
- [127] A. Balalem, A. R. Ali, J. Machac and A. Omar, "Quasi-Elliptic Microstrip Low-Pass Filters Using an Interdigital DGS Slot," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 8, pp. 586-588, Aug. 2007.
- [128] Sio-Weng Ting, Kam-Weng Tam and R. P. Martins, "Miniaturized microstrip lowpass filter with wide stopband using double equilateral U-shaped defected ground structure," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 240-242, May 2006.
- [129] S. Cao, Y. Han, H. Chen and J. Li, "An Ultra-Wide Stop-Band LPF Using Asymmetric Pi-Shaped Koch Fractal DGS," in *IEEE Access*, vol. 5, pp. 27126-27131, 2017.
- [130] Y. Han *et al.*, "A Flexible Microstrip Low-Pass Filter Design Using Asymmetric Pi-Shaped DGS," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 49999-50006, 2019.
- [131] M. G. Kulkarni, A. N. Cheeran, K. P. Ray and S. S. Kakatkar, "Design of a novel CPW filter using asymmetric DGS," *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (APSYM)*, Cochin, 2016, pp. 1-4.
- [132] Her, M.-L., Wang, Y.-Z., Chang, C.-M. and Lin, K.-Y, "Coplanar waveguide (CPW) defected ground structure (DGS) for bandpass filter application," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 42, 2004, pp. 331-334. doi:10.1002/mop.20294
- [133] V. Sekar and K. Entesari, "Miniaturized UWB Bandpass Filters with Notch Using Slow-Wave CPW Multiple-Mode Resonators," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 2, pp. 80-82, Feb. 2011, doi: 10.1109/LMWC.2010.2096803.

- [134] M. Rezaee and M. Joodaki, "Two-Dimensional Displacement Sensor Based on CPW Line Loaded by Defected Ground Structure with Two Separated Transmission Zeroes," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 4, pp. 994-999, 15 Feb.15, 2017, doi: 10.1109/JSEN.2016.2638859.
- [135] C. Zhang, J. Zhang and L. Li, "Triple band-notched UWB antenna based on SIR-DGS and fork-shaped stubs," in *Electronics Letters*, vol. 50, no. 2, pp. 67-69, 16 January 2014, doi: 10.1049/el.2013.2513.
- [136] H. Chen, D. Jiang and X. Chen, "Wideband bandstop filter using hybrid microstrip/CPW-DGS with via-hole connection," in *Electronics Letters*, vol. 52, no. 17, pp. 1469-1470, 18 8 2016, doi: 10.1049/el.2016.1563.
- [137] X. Luo, "On-chip CMOS THz resonant cell using hybrid coplanar-waveguide T-stub/defected ground structure," *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167065.
- [138] S. Singhal and A. K. Singh, "CPW-fed octagonal super-wideband fractal antenna with defected ground structure," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, no. 3, pp. 370-377, 19 2 2017, doi: 10.1049/iet-map.2016.0110.
- [139] A. Balalem, J. Machac and A. Omar, "Inverted defected ground structure for microstrip line filters reducing packaging complexity," *2008 Asia-Pacific Microwave Conference*, Macau, 2008, pp. 1-4, doi: 10.1109/APMC.2008.4958684.
- [140] S. Luo, J. Lim, D. Ahn, Sang-Min Han, Y. Jeong, H. Liu, "A Defected Ground Structure without Ground Contact Problem and Application to Branch Line Couplers," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, 2013, pp. 232317- 232322.
- [141] K. Vyas, G. Sanyal, A. K. Sharma, and P. K. Singhal, "Gain enhancement over a wideband in CPW-fed compact circular patch antenna," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 6, no. 5, pp. 497–503, 2014.
- [142] N. Zhang, Z. Deng and F. Sen, "CPW Tunable Band-Stop Filter Using Hybrid Resonator and Employing RF MEMS Capacitors," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 60, no. 8, pp. 2648-2655, Aug. 2013, doi: 10.1109/TED.2013.2270359.

- [143] R. Li and L. Zhu, "Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filters With Hybrid Microstrip/Slotline Structures," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 778-780, Nov. 2007, doi: 10.1109/LMWC.2007.908047.
- [144] X. Y. Zhang, J. Chen and Q. Xue, "Uniplanar Bandpass Filter Using Slotline Resonators and CPW Feeding Lines," *2008 Global Symposium on Millimeter Waves*, Nanjing, 2008, pp. 355-357, doi: 10.1109/GSMM.2008.4534644.
- [145] X. Guo, L. Zhu, K. Tam and W. Wu, "Wideband Differential Bandpass Filters on Multimode Slotline Resonator with Intrinsic Common-Mode Rejection," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 5, pp. 1587-1594, May 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2412111.
- [146] T. Hirota, Y. Tarusawa and H. Ogawa, "Uniplanar MMIC Hybrids - A Proposed New MMIC Structure," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 6, pp. 576-581, June 1987, doi: 10.1109/TMTT.1987.1133706.
- [147] M. Muraguchi, T. Hirota, A. Minikawa, Y. Imai, F. Ishitsuka and H. Ogawa, "26 GHz-band full MMIC transmitters and receivers using a uniplanar technique," *IEEE International Digest on Microwave Symposium*, Dallas, TX, 1990, pp. 873-876 vol.2, doi: 10.1109/MWSYM.1990.99717.
- [148] S. Zhang, L. Qiu and Q. Chu, "Multiband Balanced Filters With Controllable Bandwidths Based on Slotline Coupling Feed," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 11, pp. 974-976, Nov. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2750026.
- [149] I. D. Robertson, S. Lucyszyn. *RFIC and MMIC Design and Technology*. London: Institution of Electrical Engineers, 2001, pp. 100-110.
- [150] J. Zhou, H. J. Qian, J. Ren and X. Luo, "Reconfigurable Wideband Filtering Balun with Tunable Dual-Notched Bands Using CPW-to-Slot Transition and Varactor-Loaded Shorted-Slot," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 36761-36771, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2905683.
- [151] А.Д. Григорьев, *Электродинамика и техника СВЧ*. Москва: Высшая школа, 1990.
- [152] Р. Миттра, *Вычислительные методы в электродинамике*. Москва: Мир, 1977.
- [153] В.В. Никольский, В.П. Орлов, В.Г. Феоктистов и др., *Автоматизированное проектирование устройств СВЧ*. Москва: Радио и связь, 1982.

- [154] Г.Н. Веселов, "Об учёте особенностей электромагнитных полей в методе частичных областей," *Радиотехника*, №5, С.27-34, 1980.
- [155] А. В. Скворцов, *Триангуляция Делоне и её применение*, Томск: Изд-во Том. ун-та, 2002, 128 с.
- [156] И.Н. Молчанов, *Машинные методы решения прикладных задач. Алгебра, приближение функций*. Киев: Наукова думка, 1987.
- [157] I. Golubeva, V. Kazmirenko, P. Sergienko, Yu. Prokopenko "Effective permittivity in tunable microstrip and coplanar lines," *Proceedings of the XXXII International Scientific Conference "Electronics and nanotechnology"*, April 10-12, Kyiv, 2012, pp. 69-70.
- [158] E. Tsyba, I. Golubeva, V. Kazmirenko et al., «Complex Effective Dielectric Permittivity of Micromechanically Tunable Microstrip Lines,» *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 61, 2018, pp. 72–79, <https://doi.org/10.3103/S0735272718020048>
- [159] K.C. Gupta and G. Ramesh, *Microstrip lines and slotlines*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 1996, 547 p.
- [160] Y. Prokopenko, I. Golubeva, V. Kazmirenko and Y. Poplavko, "Coplanar Line Based Low Loss Microwave Phase Shifters with Electromechanical Control," 2007 European Microwave Conference, Munich, 2007, pp. 1582-1585, doi: 10.1109/EUMC.2007.4405511.
- [161] К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха, *Машинное проектирование СВЧ устройств*. Москва: Радио и связь, 1987.
- [162] Y. Poplavko, I. Golubeva and Y. Prokopenko, "Development of Piezo-Operated Dielectric Phase Shifter," 2006 16th International Crimean Microwave and Telecommunication Technology, Sevastopol, Crimea, 2006, pp. 600-603, doi: 10.1109/CRMICO.2006.256123.
- [163] Душина Е. М. Основы метрологии и электрические измерения / Под. ред. Е.М. Душина. — Л.: Энергоатомиздат, 1987. — 480 с.
- [164] Agilent 8510C Network Analyzer Data Sheet, product note no. 5091-8484E, Agilent Technologies
- [165] Rogers Corporation, "RO3000® Series Circuit Materials," datasheet, USA, 2019.
- [166] Ю. В. Прокопенко, «Пределы управляемости диэлектрической неоднородности, расположенной между металлическими плоскостями,» *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, №6, 2012, С.16-20.

- [167] Yuriy Prokopenko, Yuriy Poplavko, Victor Kazmirenko and Irina Golubeva, «Electromechanical Control over Effective Permittivity Used for Microwave Devices. Dielectric Material,» *Edited by Marius Alexandru Silaghi, In-Tech*, 2012, pp. 281-302. DOI: 10.5772/2781
- [168] Ю.М. Поплавко, *Физика диэлектриков. Учеб. пособие для вузов*. Киев: Вища школа. Головное изд-во, 1980, 400 с.
- [169] V. Kazmirenko, Y. Prokopenko and Y. Poplavko, "Tuning range of microwave devices with micromechanical control," 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kiev, 2017, pp. 40-45, doi: 10.1109/ICATT.2017.7972582.
- [170] E.A. Mariani, C.P. Heinzman, J.P. Agrios, S.B. Cohn, "Slot Line Characteristics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1969, vol. 17, is. 12, P. 1091-1096.
- [171] T. Kitazawa, Y. Hayashi, M. Suzuki "Analysis of the Dispersion Characteristic of Slot Line with Thick Metal Coating," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1980, vol. 28, is. 4, P. 387-392.
- [172] R. Janaswamy, H.D. Schaubert, "Dispersion characteristics for wide slotlines on low-permittivity substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1985, vol. 33, is. 8, P. 723-726.
- [173] J. Lee, "Slotline Impedance," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1991, vol. 39, is. 4, P. 666-672.
- [174] <https://uk.mathworks.com/products/pde.html> (дата звернення 02.11.2018)
- [175] R. Janaswamy, H.D. Schaubert, "Characteristic impedance of a wide slotline on low-permittivity substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1986, vol. 34, is. 8. P. 900-902.
- [176] И.А. Ахиезер, *Электромагнетизм и электромагнитные волны*. – М.: Высшая школа, 1985, С. 324–325.
- [177] Anwar R. S. Frequency Selective Surfaces: A Review / R.S. Anwar, L. Mao, H. Ning / *Applied Sciences*. – 2018. – 8(9). – 1689
- [178] Y. Rahmat-Samii, H. Mosallaei, "Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization, and applications," *2001 Eleventh International Conference on Antennas and Propagation*, (IEE Conf. Publ. No. 480), Manchester, UK, 2001, pp. 560-564 vol.2.

- [179] S.P. Ojha, Sanjeev K. Srivastava, N. Kumar, S.K. Srivastava, "Design of an optical filter using photonic band gap material," *Optik*, 2003, vol. 14, is. 3, P. 101-105.
- [180] C.-S. Kim, J.-S. Park, D. Ahn, and J.-B. Lim, "A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 10, no. 4, pp. 131–133, 2000.
- [181] A. B. Abdel-Rahman, A. K. Verma, A. Boutejdar, and A. S. Omar, "Control of bandstop response of Hi-Lo microstrip lowpass filter using slot in ground plane," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 1008–1013, 2004.
- [182] C. S. Kim, J. S. Lim, S. Nam, K. Y. Kang, and D. Ahn, "Equivalent circuit modelling of spiral defected ground structure for microstrip line," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 19, pp. 1109–1110, 2002.
- [183] D.-J. Woo, T.-K. Lee, J.-W. Lee, C.-S. Pyo, and W.-K. Choi, "Novel U-slot and V-slot DGSs for bandstop filter with improved Q factor," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2840–2847, 2006.
- [184] M. K. Mandal and S. Sanyal, "A novel defected ground structure for planar circuits," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 2, pp. 93–95, 2006.
- [185] H.-J. Chen, T.-H. Huang, C.-S. Chang et al., "A novel crossshape DGS applied to design ultra-wide stopband low-pass filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 252–254, 2006.
- [186] P. Sergienko, V. Kazmirenko and Y. Prokopenko, "Q-factor of micromechanically tuned microstrip resonator," *2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 2015, pp. 46-50, doi: 10.1109/ELNANO.2015.7146832.
- [187] А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, Ю. М. Поплавко, «Исследование частотных характеристик перестраиваемой микрополосковой антенной структуры,» *Электроника и связь*, Том 19, №4(81), 2014, С. 15-22.
- [188] Z. Ma and G. A. E. Vandenbosch, "Wideband Harmonic Rejection Filtenna for Wireless Power Transfer," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp. 371-377, Jan. 2014.

- [189] Hamza Nachouane, Abdellah Najid, Abdelwahed Tribak, and Fatima Riouch, “Reconfigurable and Tunable Filtenna for Cognitive LTE Femtocell Base Stations,” *International Journal of Microwave Science and Technology*, Vol. 2016, 2016.
- [190] Pacheco, S.P.; Katehi, L.P.B.; Nguyen, C.T.-C, “Design of low actuation voltage RF MEMS switch,” *IEEE Microw. Symp. Dig.* 2000, 1, pp. 165–168.
- [191] W. Hong, “Influence of conductive network composite thickness and structure on performance of ionic polymer-metal composite transducer,” Ms. Thesis, Dept. Mech. Eng., Iowa State University, 2012.
- [192] Jong Hyuk Park, Sung Won Lee, Dae Seok Song, and Jae Young Jho, “Highly Enhanced Force Generation of Ionic Polymer–Metal Composite Actuators via Thickness Manipulation,” *ACS Appl. Mater. Interfaces*, 7 (30), 2015, pp. 16659–16667.
- [193] Qingsong He, Min Yu, Xiaoqing Zhang and Zhendong Dai, “Electromechanical performance of an ionic polymer–metal composite actuator with hierarchical surface texture,” *Smart Materials and Structures*, 22, 2013.

ДОДАТОК А
СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА
ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті у фахових виданнях:

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 наукових фахових видань України категорії «А» та 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.

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.

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.

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.

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).

Тези доповідей на наукових конференціях:

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)*, Kiev, 2016, pp. 30-33.

9. А. С. Чернов, Ю. В. Прокопенко, «Перелаштовувані смугово-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. Vandebosch, «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. Vandebosch, «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.

ДОДАТОК Б

Memorandum of Understanding between TESCOM Co., Ltd., Republic of Korea and College of Electronics of National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, Ukraine

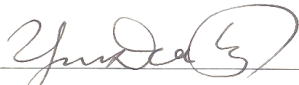
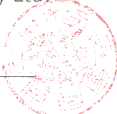
This agreement on the collaboration between TESCOM Co., Ltd. and College of Electronics of National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute" (hereinafter referred to as "NTUU KPI") is based on the common interests in research and education. The two institutions agree on the following items:

- To encourage the advance in research and developing of innovative, practical and cost-effective solutions for electronics and wireless industry;
- To exchange research information by offering seminars for researchers and students and by inviting the counterparts;
- To establish joint research projects and submitting joint grant applications;
- To exchange students, PhD students and academic staff for research stays, internship programs and industrial practice;
- Tescom Co., Ltd. supports College of Electronics of NTUU KPI by granting the equipment for education and research purposes;
- To establish in future joint research laboratory of Tescom Co., Ltd. at College of Electronics of NTUU KPI;
- To encourage students, PhD students and academic staff to take part in co-supervised degree thesis preparation.

The undersigned institutions do not have mutual financial obligations. The agreement is signed by both of parties hereto and comes into power starting from June 1st, 2012.

IN WITNESS WHEREOF, this Agreement is rendered in two copies in English, one copy to be retained each by TESCOM Co., Ltd. and "NTUU KPI".

For and on behalf of TESCOM Co., Ltd.

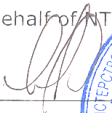




Dr. Young Dae Kim

Director of TESCOM Co., Ltd.

Date : 05 / 15 / 2012

For and on behalf of NTUU KPI

Prof., Dr. Yuriy Yakimenko

First Vice rector of NTUU KPI

Date : 20 / May / 2012




Measuring Instruments For Wireless Communications (Bluetooth . RFID . DMB . TEM Cell . Shield Box)

From: Admin part of Tescom Co. Ltd. To: Chernov Artem,
 Document No: T-KA-181220-007 National Technical University of
 Issue date: 20, December, 2018 Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv
 Polytechnic Institute", 37, Prosp.
 Peremohy, Kyiv, Ukraine, 03056.
 Tel.: +38044-454-90-68
 Fax: +38044-241-76-63,
 +38044-236-5150

Reference

This is to certify that Artem Chernov, a post-graduate student of National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kiev Polytechnic Institute", has completed scientific probation at R&D Center of Tescom Co. Ltd., 57-1, Supsongmaeul 2-ro, Ilsan-gu, Goyang-si, Gyeonggi-do, S.Korea [10302]. The research topics were devoted to the investigation of frequency alteration techniques for strip line resonators and antennas.

Results of this investigation were implemented in measurement platforms for testing of wireless communication systems as components of tunable frequency selective transceiver circuits.

TESCOM Co., Ltd.

 Byung Don Yu

경기도 고양시 일산동구 일산로 142
 (주) 테 스 콕
 대표이사 유 병 희

Head Office : TESCOM Co., Ltd. #927 Unitechvil, Baekseok, Ilsandong, Goyang, Gyeonggi, Korea [410-722]
 Main number Tel: +82-31-920-6600 Fax: +82-31-920-6607
<http://www.tescom.co.kr> email: tescom@tescom.co.kr