Міністерство освіти і науки України

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

УДК 537.867

РАССОХІНА ЮЛІЯ ВАЛЕНТИНІВНА

МЕТОДИ АНАЛІЗУ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ У БАГАТОШАРОВИХ ПЛАНАРНИХ СТРУКТУРАХ

01.04.03 – радіофізика

Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора фізико-математичних наук

Харків – 2021

Дисертацією є рукопис

Робота виконана в Донецькому національному університеті імені Василя Стуса Міністерства освіти і науки України

Науковий консультант: доктор технічних наук, професор
Крижановський Володимир Григорович

Офіційні опоненти: доктор фізико-математичних наук, професор
Горобець Микола Миколайович,
Харківський національний університет ім. В. Н. Каразіна МОН України, зав. кафедри прикладної електродинаміки;

доктор фізико-математичних наук, старший науковий співробітник
Попенко Ніна Олексіївна,
Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України, провідний науковий співробітник відділу радіоспектроскопії;

доктор технічних наук, доцент
Оборжицький Валерій Іванович,
Національний університет «Львівська політехніка» МОН України, зав. кафедри радіоелектронних пристроїв та систем.

Захист відбудеться « **8** » **квітня 2021** року о 15-00 на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.052.03 при Харківському національному університеті радіоелектроніки за адресою: 61166, м. Харків, пр. Науки, 14, ауд. 13.

С дисертацією можна ознайомитися у бібліотеці Харківського національного університету радіоелектроніки за адресою: 61166, м. Харків, пр. Науки, 14.

Автореферат розісланий «4» березня 2021 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради Д 64.052.03 В.М. Безрук

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Одним з найважливіших компонентів мікрохвильових інтегральних схем (ІС) є лінії передачі планарного типу, що призначені для передачі сигналу та реалізації численних функцій пристроїв мікрохвильового діапазону частот (трансформаторів, різних видів фільтрів, відгалужувачів, мультиплексерів та багато інших). Підвищення вимог за розмірами, вагою, надійністю та функціональністю, що пред'являються до сучасних пристроїв на базі ІС, призводить до необхідності не тільки розробляти їх нові конструкції, але й створювати нові та удосконалювати існуючі методи їх аналізу.

Протягом останніх 40-ка років були розроблені різні аналітичні та піваналітичні методи розрахунку базових характеристик планарних ліній передачі, методи, в яких завжди зберігається компроміс між точністю і чисельною ефективністю. Для аналізу планарних схем у частотній області були розроблені і успішно використовуються такі піваналітичні методи аналізу, як уніфікований метод гібридних мод, метод сингулярних інтегральних рівнянь, метод узгодження мод в рамках формалізму узагальнених матриць розсіяння та метод поперечного резонансу. Паралельно методам розрахунку дисперсійних характеристик базових ліній передачі планарного типу, розвивалися також і методи розрахунку характеристик розсіяння на різних типах неоднорідностей у них.

Із збільшенням потреби в строгому аналізі і проектуванні компонентів ІС мікрохвильового та міліметрового діапазонів, розроблялися також і прямі чисельні методи їх аналізу: різні модифікації методу скінченних елементів та аналізу планарних структур у часовій області (finite-difference time domain methods) і засновані на них комерційні програми, за якими розраховуються та оптимізуються схеми ВЧ і мікрохвильового діапазонів.

Огляд наукових публікацій за останні роки демонструє, що найпоширенішими методами аналізу складних розгалужених ІС залишаються комерційні програми-симулятори типу Ansys HFSS, MWO та методи побудови еквівалентних схем. Однак ці методи при використанні мають свої обмеження, потребують значних обчислювальних ресурсів та не завжди дають уявлення про хвильові процеси, що протікають у планарних схемах.

На підставі вивчення сучасного стану і тенденцій розвитку галузі можна зробити висновок про актуальність теми дослідження дисертаційної роботи, а саме розвитку аналітичних та піваналітичних методів аналізу тривимірних планарних схем, побудови достатньо строгих, але прозорих для аналізу результатів розрахунків методів для вивчення хвильових процесів, що протікають у розгалужених планарних схемах. Розробка цих методів має велике значення як для теорії, так і для практики побудови пристроїв мікрохвильового і міліметрового діапазонів частот, а саме для створення нових конструкцій пристроїв, що відповідають вимогам компактності, функціональності та малих втрат.

У даній дисертаційній роботі розвинені піваналітичні методи аналізу різного типу неоднорідностей у дво- та тришарових планарних структурах. Робота присвячена розв’язанню актуальної **проблеми** радіофізики та прикладної електродинаміки – розробки теорії та удосконалення методів аналізу розподілених неоднорідностей у лініях передачі планарного типу, що розташовані у багатошарових планарних структурах, у мікрохвильовому діапазоні частот. Термін «розподілена неоднорідність» використовується у тому сенсі, що неоднорідність має поздовжній розмір, на відміну від зосередженої неоднорідності.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами і темами. Дисертаційна робота виконана в рамках пріоритетних напрямів науково-технічної діяльності Міністерства освіти і науки України: інформаційні та комунікаційні технології (згідно з Законом України від 12.10.2010 № 2519-17). Назва пріоритетного тематичного напряму: Нові апаратні рішення для перспективних засобів обчислювальної техніки, інформаційних та комунікаційних технологій, секція 5: Електроніка, радіотехніка та телекомунікації. Дослідження проводилися у рамках виконання д/б тем, на яких працював автор: 2011–2012 роки – «Розробка високоефективних підсилювачів потужності на базі схем із маніпуляцією гармонік», номер держреєстрації 0111U000405, 2013–2014 роки «Розробка просторово-розвинених схем підсилення та перетворення сигналів на базі високоефективних активних пристроїв» 0113U001534, 2015–2016 роки «Розробка високоефективних передавачів телекомунікаційної апаратури на базі підсилювачів з високим ККД за інтегральною технологією та енергоресурсозбереження при виробництві сталі в агрегаті ківш-піч» 0115U000089, 2017–2018 роки «Високоефективні вузли радіопередавальних систем на базі підсилювачів та автогенераторів класів Е та об'ємних інтегральних схемах» 0117U002363.

Мета і задачі дослідження. Мета роботи полягає у дослідженні характеристик розсіяння на розподілених та багатоплощинних неоднорідностях у лініях передачі планарного типу у багатошарових планарних структурах, а також у вивченні закономірностей поведінки характеристик розсіяння на них, і у розробці на їх основі нових конструкцій мікрохвильових пристроїв із поліпшеними властивостями за електродинамічними характеристиками, розмірами і функціональними можливостями.

Об'єктом дослідження є коливання та хвилі, а також процеси розсіяння на розподілених неоднорідностях у багатошарових планарних структурах на базі ліній передачі планарного типу.

Предметом дослідження є методи аналізу розподілених та багатоплощинних неоднорідностей у лініях передачі планарного типу у мікрохвильовому діапазоні частот, а також закономірності хвильових процесів та резонансного розсіяння на неоднорідностях у багатошарових планарних структурах.

Основні задачі дослідження:

1. Розвиток методу узгодження мод з використанням формалізму узагальнених матриць розсіяння для аналізу східчастих та металево-діелектричних неоднорідностей у хвилевідно-щілинній лінії передачі.

2. Розвиток узагальненого методу поперечного резонансу для аналізу 2-портових схем з розподіленими багатоплощинними неоднорідностями у лініях передачі планарного типу.

3. Отримання умови поперечного резонансу та розв'язок задачі розсіяння основних хвиль мікросмужкової та щілинної ліній передачі на 4-портовому

вертикальному переході між мікросмужковою та щілинною лініями, які розташовані взаємно-перпендикулярно по різні боки підкладки, за методом поперечного резонанса.

4. Розробка способів алгебраїзації крайових задач, за якими будуються ефективні алгоритми аналізу неоднорідностей у вигляді щілинних резонаторів із прямокутними координатними границями у заземлюючій площині мікросмужкової лінії та повороту щілинної лінії передачі на прямий кут.

5. Розробка способу алгебраїзації крайових задач для аналізу східчастих неоднорідностей у мікросмужковій лінії передачі кінцевої довжини.

6. Удосконалення методу поперечного резонансу для розрахунку характеристик розсіяння на розподілених 2-площинних неоднорідностях за даними попереднього розрахунку спектрів власних частот об'ємного резонатору.

Методи дослідження. При вирішенні поставлених задач використовувалися: математичний апарат рівнянь Максвелла, методи розв'язання крайових задач прикладної електродинаміки (метод часткових областей, метод узгодження мод, метод узагальнених матриць розсіяння, метод поперечного резонанса), що базуються векторній алгебрі та методах розв'язання крайових задач математичної фізики (зокрема на методі Гальоркіна), методи розв'язання лінійних та трансцендентних рівнянь та систем з цих рівнянь, а також математичний апарат теорії довгих ліній.

Наукова новизна отриманих результатів полягає у наступному:

1. Вперше розроблений метод розрахунку дисперсійних характеристик хвилевідно-щілинної лінії передачі (**ХЩЛ**) з металево-діелектричним включенням кінцевої довжини, за допомогою якого моделюється запертий PIN-діод у ХЩЛ. На базі розроблених алгоритмів за методом узагальнених матриць розсіяння були змодельовані втрати потужності при відбитті основної хвилі ХЩЛ від запертого діоду, а також запропонована і оптимізована схема узгодження двох запертих кремнієвих PIN-діодів з основною ХЩЛ. Порівняння результатів вимірювання експериментального макета (у діапазоні частот 11-15 ГГц) із даними аналізу схеми на базі ХЩЛ показали, що запропонована електродинамічна модель запертого діоду з високою точністю моделює його поведінку у ХЩЛ і дозволяє проектувати узгоджуючі ланки із заданими характеристиками.

2. Вперше розвинуто метод поперечного резонансу для аналізу розподілених неоднорідностей у лініях передачі планарного типу для 2-портової схеми із симетрією у поперечному напрямку. Отримано прості вирази для розрахунку елементів матриці розсіяння на симетричних неоднорідностях та запропоновано методику попереднього аналізу схеми за даними розрахунку спектрів власних частот резонаторів із різними умовами на поздовжніх границях (умовами у вигляді ідеальних електричних та магнітних стінок). Точки резонансної взаємодії неоднорідності із основною лінією передачі (мінімуми коефіцієнтів відбиття або передачі) визначаються точками перетину спектральних кривих, що отримані з розрахунків крайових задач для об'ємного резонатору із симетричною у поперечному напрямку неоднорідністю.

3. Метод поперечного резонансу розвинутий для аналізу 4-портової схеми, що являє собою вертикальний перехід між мікросмужковою та щілинною лініями передачі, які розташовані взаємно-перпендикулярно по різні боки підкладки. Вперше отримано умову поперечного резонансу для такої неоднорідності, та визначені граничні умови для крайових задач щодо спектрів власних частот, що мають розв'язуватися для розрахунку елементів матриці розсіяння переходу.

4. Удосконалено методи розв'язання крайових задач для неоднорідності у вигляді вузьких прямокутних щілинних резонаторів (**ЩР**) у заземлюючій площині мікросмужкової лінії передачі (**МСЛ**). Модифікація методів, на відміну від попередніх, полягає у врахуванні у функціях розподілу електричного поля на щілині та густини струму на смужці, що використовуються для алгебраїзації крайових задач для резонатору, вищих поздовжніх гармонік. Така модифікація дозволила вивчити явище взаємного зв'язку між неоднорідностями, наприклад, у періодичних структурах. Результати розрахунків елементів матриці розсіяння показали, що взаємодія неоднорідностей відбувається за рахунок вищих гармонік поля у площині щілинних резонаторів та призводить до зсуву частот резонансного взаємодії між ними та МСЛ, а також до появи додаткових областей або додаткових частот з високим рівнем згасання основної хвилі мікросмужкової лінії передачі у мікрохвильовому діапазоні частот.

5. Метод поперечного резонансу удосконалений для аналізу розподілених неоднорідностей у вигляді щілинних резонаторів складної форми у заземлюючій площині МСЛ. Удосконалення полягає у тому, що для опису поля на Н, П-та О-подібних ЩР у регулярній МСЛ були обрані базисні функції (тобто базисні функції, що використовуються для алгебраїзації крайової задачі за методом Гальоркіна) у вигляді розкладань їх у ряди за власними функціями хвилеводів складного перерізу (*TE*- та *TH*-типу). Порівняння характеристик, отриманих за допомогою чисельних розрахунків, із результатами експериментальних вимірювань демонструють їх узгодженість із ними та обґрунтованість вибору базисних функцій для аналізу як окремих ЩР, так і періодичних структур на їх основі.

6. За допомогою удосконаленого методу поперечного резонансу вперше встановлено, що ЩР складної форми у заземлюючій площині МСЛ при їх послідовному включенні у лінію передачі взаємодіють один з одним не тільки на малих відстанях, але і на відстанях, порівнянних з їхнім поздовжнім розміром. Взаємний зв'язок між ними призводить до того, що, наприклад, структура з двох однакових ЩР складної форми фільтрує основний сигнал в більш широкій смузі частот, ніж окремий ЩР, оскільки містить додаткову частоту резонансної взаємодії між МСЛ і послідовно включеними у її заземлюючу площину ЩР-ми.

7. Методом поперечного резонансу вперше проаналізовано неоднорідність у щілинній лінії передачі (**ЩЛ**) у вигляді повороту її на прямий кут. Аналіз 2-портової схеми базується на розрахунку власних частот віртуального об'ємного резонатору з коротким замиканням на портах і представленням поля на апертурі щілини у вигляді рядів за власними *TE*-хвилями L-подібного хвилеводу. Чисельні розрахунки показали, що у разі повороту на прямий кут ЩЛ із різною шириною щілин на портах зворотні втрати (коефіцієнт відбиття) є значно більшими, ніж у випадку повороту ЩЛ із однаковою шириною щілини на портах.

Крім того, поворот на ЩЛ прямий кут з однаковою шириною щілин на портах добре узгоджений за втратами, а набіг фази коефіцієнту передачі на повороті ЩЛ має немонотонну залежність від частоти з максимумом, що дорівнює $\pi/2$, на частоті, яка залежить від її ширини.

8. Вперше побудовано двовимірні власні функції магнітного і електричного векторних потенціалів у вигляді розкладання їх в ряди за ортогональними поліномами Чебишова 1-го та 2-го роду для опису густини струму у смужковій лінії передачі із східчастою неоднорідністю у ній. Перевагою використання даних функцій є малий порядок систем рівнянь, що розв'язується, та швидка збіжність алгоритму при чисельних розрахунках: для забезпечення точності розрахунку власних чисел порядку 10^{-3} мм$^{-1}$, досить врахувати три-чотири члени ряду (M=3..4) у розкладаннях електричного і магнітного векторних потенціалів у ряди за ортогональними поліномами. Внаслідок цього алгоритми розв'язання задач на резонансні частоти мікросмужкового резонатору із східчастою неоднорідністю та різними умовами на поздовжніх границях (при застосуванні побудованих функцій у процедурі алгебраїзації) також збігаються швидко: для забезпечення точності розрахунку власних частот у 2 % порядок зрізання рядів за власними функціями дорівнює P=3÷5 при співвідношенні ширин смужки до значення $a=w_1/w_2=4$ (за умови $w_1>w_2$).

9. Удосконалено метод поперечного резонансу для розрахунку характеристик розсіяння на розподілених 2-площинних неоднорідностях у лініях передачі планарного типу за даними попереднього розрахунку спектрів власних частот об'ємного резонатору. Модифікація методу полягає у використанні процедури апроксимації спектральних кривих або їх ділянок раціональними функціями виду $f(x)=1/Q_m$, де Q_m – поліном m-го порядку. В результаті такої оптимізації істотно скорочується час, що витрачається на чисельний аналіз неоднорідності в одній частотній точці, а тому і у діапазоні частот в цілому.

10. За результатами чисельних розрахунків характеристик розсіяння на розподілених 2-площинних неоднорідностях у МСЛ, що складаються із східчастої неоднорідності кінцевої довжини у МСЛ та ЩР у її заземлюючій площині, вперше показано, що додавання до ЩР індуктивного або ємнісного відрізку МСЛ призводить до появи додаткових частот резонансного відбиття і пропускання, у порівнянні характеристиками розсіяння окремої неоднорідності у регулярній МСЛ. Це дозволяє розширити функціональні можливості мікрохвильових ланок, що проектуються на основі розподілених 2-площинних неоднорідностей, при зберіганні малих розмірів схеми в цілому. Було показано, що діапазон смугозапиральних фільтрів і фільтрів гармонік можна розширити використанням ЩР складної форми, наприклад, Н-подібних із поперечним розташуванням «гантелей» щодо МСЛ або, взагалі, гребінчастих.

Практичне значення результатів роботи полягає у наступному:

1. Розроблені та удосконалені методи аналізу розподілених неоднорідностей у багатошарових планарних структурах дозволяють проводити розрахунки характеристик розсіяння та оптимізацію схем різних пристроїв мікрохвильового

діапазону частот: фільтрів, розгалужувачів, узгоджуючих ланок активних та пасивних пристроїв тощо.

2. Отримано нові знання про властивості та характеристики окремих планарних структур, а саме:

– спектральний підхід до вивчення резонансних властивостей неоднорідностей у багатошарових планарних структурах, та пов'язані із ним методи розрахунку характеристики розсіяння на них, дозволяє вивчити природу електромагнітних явищ та хвильових процесів у таких структурах;

– прикладне значення розвинутих методів полягає у можливості проектування на основі таких структур компактних та багатофункціональних пристроїв, що виконуюсь одночасно декілька функцій у різних піддіапазонах частот.

Апробація результатів дисертації. Матеріали дисертації викладені на внутрішніх конференціях ДонНУ та доповідалися на таких міжнародних конференціях і симпозіумах : 9-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь 13-16 вересня 1999 г.; International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET) Kiev, Ukraine, September 10-13, 2002; 13-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології», Севастополь 8-12 вересня 2003 г.; The Fifth International Kharkov Symposium "Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves" (MSMW'2004.), Kharkov, Ukraine, June 21-26, 2004.; «15-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь, 12-16 вересня 2005 р.; 11 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory" MMET*06, June 26-29, 2006. Kharkiv, Ukraine, 2006.; 16-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь, 10-14 вересня 2006 г.; 17-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь,10-14 вересня 2007 р.; 12 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory" MMET*08, June 29- July 02, 2008. Odessa, Ukraine, 2008.; 19-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь, 14-18 вересня 2009 р.; 2010 International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves. Kharkov, Ukraine, June 21-26, 2010.; 20-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь, 13-17 вересня 2010 г.; 21-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь, 12-16 вересня 2011 г.; International Conference on Antenna Theory and Techniques, 20-23 September, 2011, Kyiv, Ukraine.; 14th International Conference on Mathematical Methods In Electromagnetic Theory (MMET'2012). Kharkiv, Ukraine, August 28-30, 2012.; 22-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь, 10-14 вересня 2012 р.; 23-й Міжнародній Кримській конф. «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» Севастополь, 9-13 вересня 2013 р.; 14th International Symposium on Microwave and Optical Technology Proceedings, KL, MALAYSIA, October 28-31, 2013.; "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science" International Conference TCSET'2014. Lviv-Slavske, Ukraine February 25 – March 1, 2014.; MIKON 2014, 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, June 16-18, Gdansk, Poland.; Міжнародній науково-технічній конференції з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки УкрМіКо’2016. Київ 11-15 вересня 2016 р.; 2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Year: 2017.; 2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelecrtronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) – Year: 2018.; 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Year: 2018.; 2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Year: 2019; 2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON), Warsaw, Poland, 2020.

Публікації. Основні результати досліджень опубліковані в **1**-й монографії, **1**-му розділі монографії, **22** статтях у профільних та періодичних наукових виданнях, виданих в Україні та США (21 з них входять до переліку ВАК України); у **3** патентах України на корисну модель; у **29** збірках тез та доповідей на міжнародних науково-технічних конференціях.

Особистий внесок. У спільних роботах [1, 2, 3, 4, 8, 9, 15, 16, 18, 19, 20, 21, 24] особистий внесок здобувача полягає в участі у розробці методу розв'язання крайових задач та параметрів розсіяння, розробці відповідних алгоритмів і налагодженні комп’ютерних програм, проведенні чисельного моделювання, а також в обговоренні отриманих результатів і написанні статей; у статтях [5, 6, 7, 11, 12] особистий внесок здобувача полягає в удосконаленні методу розв'язання задач розсіяння, написанні відповідних алгоритмів та комп’ютерних програм, проведенні числового моделювання, а також в обговоренні отриманих результатів і написанні статей; у роботах [10, 13, 14, 17, 22] автору належить вибір напрямків дослідження та участь в обговоренні результатів і написанні статей. Роботи були виконані у співавторстві з Крижановським В.Г, Крижановським В.В., Черновим Д.В., Рудяковою Г.М., Макаровим Д.Г., Комаровим В.Ф., Коваленко В.О., Колантонио П.

Структура і обсяг роботи. Дисертація складається з анотації, вступу, восьми розділів, висновків, списку цитованої літератури. Робота містить 268 сторінок, 131 рисунок, 14 таблиць. Список використаних джерел містить 172 найменування на 19 сторінках.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі дисертаційної роботи обґрунтовано актуальність проблеми, що вирішується, сформульовано мету і задачі дослідження, наведено основні наукові результати та їх практичну значущість, містяться інші необхідні характеристики дисертаційної роботи.

У першому розділі дисертації наведено історичний огляд публікацій за темою дослідження та узагальнено світовий досвід розробки аналітичних, піваналітичних та сіткових методів розрахунку дисперсійних характеристик ліній передачі планарного типу і характеристик розсіяння на різних видах неоднорідностей у них.

Лінії передачі планарного типу включають в себе безліч структур, що містять одну або декілька границь типу повітря – діелектрик або діелектрик – діелектрик з металевими смужками, що надруковані на цих границях. Найбільш поширеними лініями передачі планарного типу є смужкова (stripline), мікросмужкова (microstrip line), а також хвилевідно-щілинна (finline), щілинна (slotline) та копланарна лінії передачі. У 70-80 роки були розроблені різні аналітичні та піваналітичні методи розрахунку дисперсійних характеристик планарних ліній передачі (сталої поширення або критичної частоти). Це метод часткових областей із проекційною схемою отримання дисперсійного рівняння, метод інтегральних рівнянь із розв’язками їх за методом Гальоркіна та метод поперечного резонансу. У всіх цих методах при їх імплементації завжди зберігається компроміс між точністю і чисельною ефективністю.

Паралельно розвивалися і методи аналізу складних планарних схем. Для аналізу планарних схем у частотній області були розроблені і успішно використовуються повнохвильові методи аналізу, а саме уніфікований метод гібридних мод, метод сингулярних інтегральних рівнянь, метод узгодження мод, метод узагальнених матриць розсіяння та метод поперечного резонансу (transverse resonance technique, TRT). Результати розробок цих методів були опубліковані у роботах Іто, Міттри, Соррентіно, Борнеманна, Вальдіка, Шваба, Мензеля, з вчених пострадянського простору – у роботах Веселова, Лєрера, Заргано та ін.

Із збільшенням потреби в строгому аналізі і проектуванні компонентів IC мікрохвильового та міліметрового діапазонів, також розроблялися і прямі чисельні методи їх аналізу: різні модифікації методу моментів (moments method), методи аналізу структур у часовій області (finite-difference time domain methods) та метод побудови еквівалентних схем. Аналізу і синтезу планарних схем присвячена більша частина комерційних програм, за якими розраховуються та оптимізуються схеми ВЧ і мікрохвильового діапазонів. У свій час удосконалення прямих чисельних методів дозволило прискорити аналіз складної мікрохвильової схеми від тижнів до декількох днів або годин. Для забезпечення необхідної точності розв’язання задач ці методи вимагають значних обчислювальних ресурсів та мають свої обмеження.

З розгляду розвитку і сучасного стану проблеми аналізу планарних схем мікрохвильового діапазону можна зробити наступні висновки:

– Огляд робіт по використанню багатошарових планарних структур для проектування різних видів пристроїв мікрохвильового діапазону частот демонструє, що основними методами аналізу складних та розгалужених планарних схем залишаються комерційні програми-симулятори типу Ansys HFSS, Microwave Office та методи побудови еквівалентних схем на зосереджених елементах. Ці методи потребують значних обчислювальних ресурсів і не завжди дають уявлення про фізичні явища, що протікають у розвинутих планарних схемах;

– Тому актуальним залишається напрям дослідження таких схем аналітичними та піваналітичними методами: це побудова достатньо строгих, але прозорих для аналізу результатів розрахунків методів, що дозволять вивчити хвильові процеси, що протікають у складних планарних схемах, та дають змогу передбачити поведінку характеристик розсіяння на таких схемах в цілому.

Другий розділ присвячено розробці методів розрахунку сталих поширення (коефіцієнтів уповільнення) основної та вищих типів хвиль для базових ліній передачі планарного типу: екранованої мікросмужкової (**МСЛ**), щілинної (**ЩЛ**) ліній передачі та їх різновидів. Алгебраїзація крайових задач для розрахунку дисперсійних характеристик цих ліній виконана за допомогою рядів за базисом із ортогональних поліномів, що враховують особливості поводження полів та густини струмів на тонкому ребрі та забезпечують швидку збіжність алгоритмів при їх чисельному розв’язанні. За розробленими алгоритмами розраховано також характеристичний опір Z_0, частоти відсічення та уявні сталі поширення хвиль вищого типу, що швидко згасають, але існують поблизу неоднорідності при розсіянні на ній хвиль регулярної лінії передачі.

Також розглянуто задачі розсіяння на неоднорідностях у хвилевідно-щілинній лінії передачі (**ХЩЛ**), що розв’язуються **методом узагальнених матриць розсіяння**. А саме:

1) Спроектований східчастий перехід з прямокутного хвилеводу на ХЩЛ на базі чверть-хвильових відрізків ХЩЛ. Це приклад планарної структури, у якій можливо розбити вихідну область на часткові підобласті таким чином, щоб описати поле в кожній з них в термінах власних хвиль, а моделювання фізичних процесів розсіяння хвиль на неоднорідності звести до розсіяння хвиль на пласко-поперечних стиках регулярних відрізків лінії передачі.

2) Розраховано дисперсійні характеристики ХЩЛ із метало-діелектричним включенням, що моделює запертий PIN-діод, для основної хвилі та хвиль вищого типу, що не поширюються, у діапазоні частот 12 – 15 ГГц (Рис. 1, де ε_{ri}, i=1,2 – діелектричні проникності підкладки та кремнієвого включення відповідно).

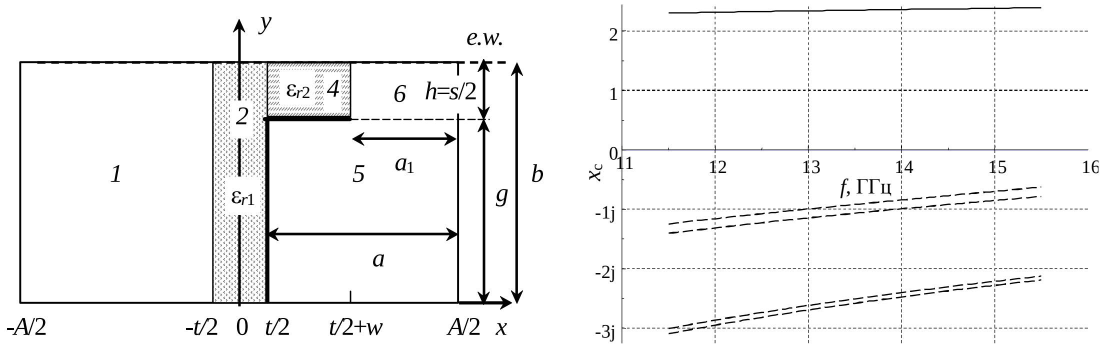


Рис. 1. ХЩЛ із металево-діелектричним включенням у щілині, що моделює запертий діод, і дисперсійні характеристики основної та перших 4-х хвиль вищого типу. Параметри для розрахунку лінії (у мм): A=16.0, b=4.0, s=0.8 (h=0.4), t=0.5, ε_{r1}=2.6, w=0.7, ε_{r2}=11.6

3) На базі цих алгоритмів за методом узагальнених матриць розсіяння були змодельовані втрати потужності при відбитті основної хвилі ХЩЛ від запертого діоду (Рис. 2), а також запропонована, оптимізована та експериментально перевірена схема узгодження двох запертих кремнієвих PIN-діодів із основною ХЩЛ та прямокутним хвилеводом (Рис. 3). Втрати потужності у діелектрику не враховуються.

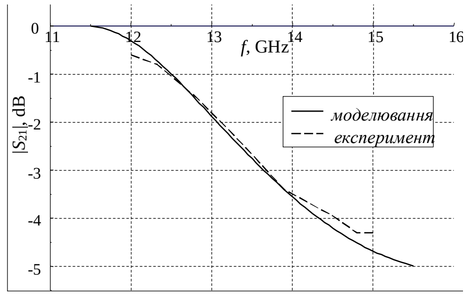


Рис. 2. Втрати на відбиття на ділянці ХЩЛ із металево-діелектричним включенням, що моделює запертий діод, довжиною 6.0 мм

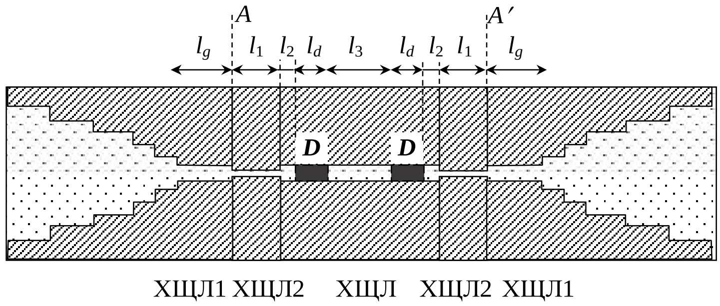


Рис. 3. Схема атенюатора з двома PIN-діодами *D*: два чверть-хвильових трансформатори і схема узгодження діодів із основною ХЩЛ. Довжини відрізків в узгоджувальних ланках (мм): $l_g = \lambda_g/2$, l_1=4.177, l_2=0.41, l_3=0.7955, l_d=5.8 (діод), ($\lambda_g/4 = 5.1285$).

У третьому розділі наведено теорію методу поперечного резонансу (**МПР**) та його розвинення для аналізу симетричних розподілених неоднорідностей у багатошарових планарних структурах для 2- та 4-портових планарних схем.

Для 2-портової схеми узагальнений МПР схематично описується таким чином:

1) Створюється резонансна область, яка включає в себе неоднорідність, з допоміжними реактивними стінками (електричними або магнітними), що розташовані у поперечному до неоднорідності напрямку, досить віддаленими від неї (Рис. 4).
2) Аналіз поля, що базується на МПР, виконується за допомогою розрахунку резонансних частот резонансної області і відповідного їй розподілу поля.
3) Матричне представлення (матриця розсіяння, матриця імпедансів та ін.) неоднорідності виходить з результатів розрахунків резонансних частот або розподілу поля.

Крім того, аналіз 2-портових схем на основі ліній передачі планарного типу зазвичай ґрунтується на наступних гіпотезах:

1) Тільки основна мода може поширюватися в кожній з двох секцій однорідних ліній передачі. Відстані від неоднорідності (площини відліку) до електродинамічної границі резонатору (електричної або магнітної стінки) такі, що вищі моди, відбиті від неоднорідності, на них вже згасають.
2) Пристрій взаємний і без втрат. За такої умови невідомими є три комплексні величини (три параметри характеристичної матриці).
3) Для щілинних або смужкових ліній передачі може бути поставлена умова нескінченно тонкої металізації смужок і підкладки.

Для симетричної у поперечному напрямку розподіленої неоднорідності були отримані прості вирази для елементів 2-портової матриці розсіяння (Рис. 5), і показано, що точки перетину спектральних кривих, отриманих з розв'язання двох, «електричної» і «магнітної» або «магнітно-електричної», крайових задач відповідають мінімумам коефіцієнтів пропускання або відбиття. Тут і надалі терміни «електрична» або «магнітна» крайові задачі відповідають граничним умовам у площині симетрії та на поздовжній границі резонатору. А термін «розподілена» означає, що неоднорідність має поздовжній розмір, на відміну від зосередженої неоднорідності, що має нульовий поздовжній розмір.

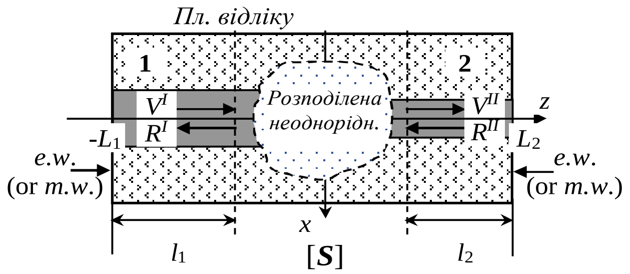


Рис. 4. Резонатор із розподіленою неоднорідністю у лінії передачі, 2-портова схема. Вказано площини відліку та поздовжні границі резонатору

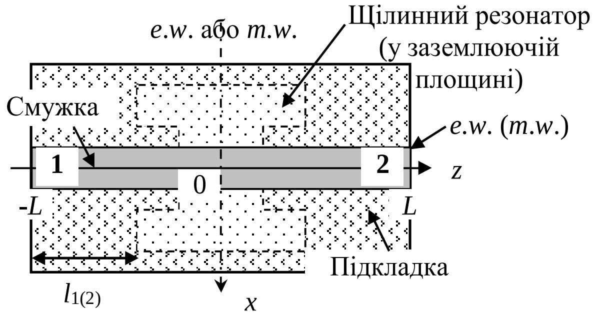


Рис. 5. Резонатор із симетричною розподіленою неоднорідністю у лінії передачі, 2-портова схема

Для об'ємного резонатору, що обмежений електричними стінками (*e.w.*) по обидві сторони від розподіленої неоднорідності у сигнальних лініях 1та 2, і послідовно електричною та магнітною стінками у площині симетрії (Рис. 5), елементи матриці розсіяння

$$\begin{pmatrix} R^I \\ V^{II} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V^I \\ R^{II} \end{pmatrix}$$

мають вигляд:

$$S_{11} = S_{22} = -\frac{\Gamma_2 + \Gamma_1}{2},\ S_{12} = S_{21} = \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2}, \qquad (1)$$

де $\Gamma_{1(2)} = \exp\left(2\,\mathrm{j}\cdot\beta_z l_{i,1(2)}\right)$, β_z – стала поширення основної хвилі регулярної МСЛ, $l_{i,1(2)}$ – розміри резонатору, отримані з розв'язків двох крайових задач, «електричної» та «магнітно-електричної». Точки перетину спектральних кривих $\Gamma_1 = \Gamma_2$ відповідають мінімумам коефіцієнту пропускання S_{21}.

У випадку, коли розязуються «електрична» і «магнітна» крайові задачі, елементи матриці розсіяння на симетричній розподіленій неоднорідності мають вигляд:

$$S_{11} = \frac{\Gamma_2 - \Gamma_1}{2},\ S_{12} = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2}. \qquad (2)$$

а точки перетину спектральних кривих відповідають мінімумам коефіцієнту відбиття S_{11}.

Надалі, у роботі вперше було отримано умову поперечного резонансу, розроблено та побудовано метод розрахунку матриці розсіяння для 4-портового переходу між мікросмужковою і щілинною лініями передачі, що взаємно-перпендикулярно розташовані по різні боки діелектричної підкладки, Рис. 6. Тришарова планарна структура симетрична щодо площин $x = 0,\ z = 0$.

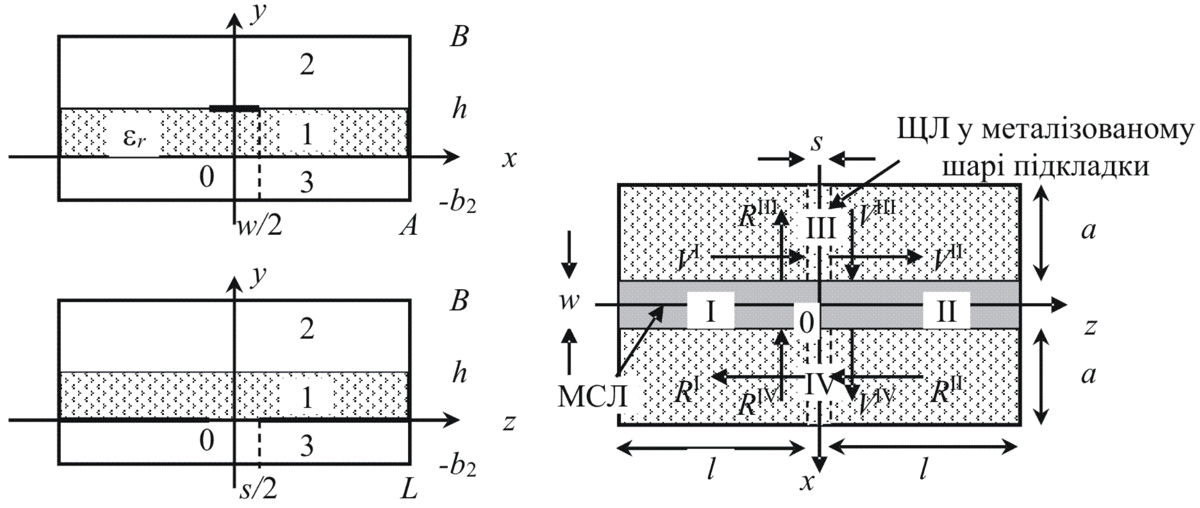


Рис. 6. 4-портова схема схрещення (crossing) смужкової і щілинної ліній передачі, що розташовані по різні боки діелектричної підкладки

Матриця розсіяння 4-портової схеми для симетричної розподіленої неоднорідності у площинах відліку $z = \pm s/2$, $x = \pm w/2$ записується у вигляді:

$$\begin{pmatrix} R^{\mathrm{I}} \\ V^{\mathrm{II}} \\ R^{\mathrm{III}} \\ V^{\mathrm{IV}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & -S_{13} & -S_{13} \\ S_{13} & -S_{13} & S_{33} & S_{34} \\ S_{13} & -S_{13} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V^{\mathrm{I}} \\ R^{\mathrm{II}} \\ V^{\mathrm{III}} \\ R^{\mathrm{IV}} \end{pmatrix},$$

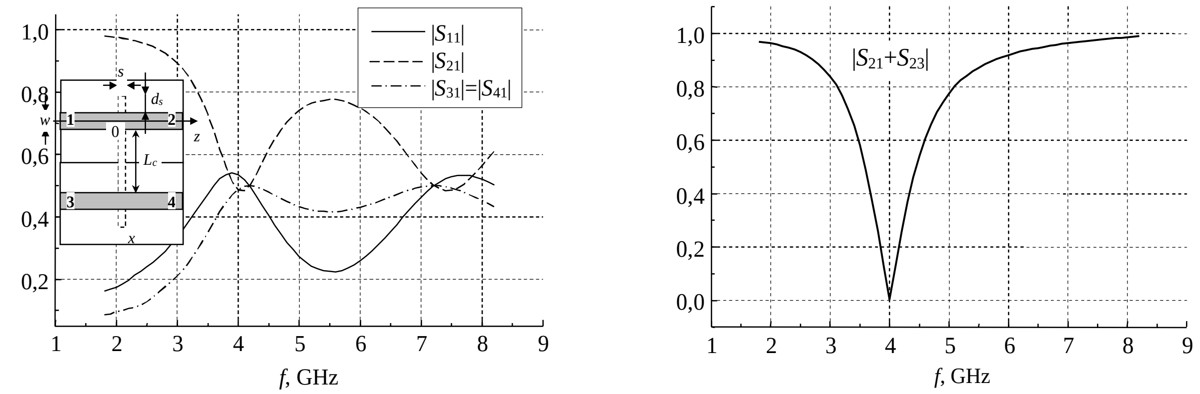
і має у підсумку 5 невідомих елементів. Алгебраїчне рівняння, що є умовою поперечного резонансу, у термінах матриці розсіяння набуває вигляду:

$$\left[(\Gamma_1 + S_{11} - S_{12})(\Gamma_3 + S_{33} + S_{34}) - 4S_{13}^2 \right] \cdot (\Gamma_1 + S_{11} + S_{12}) \cdot (\Gamma_3 + S_{33} - S_{34}) = 0\,, \qquad (3)$$

де $\Gamma_1 = \exp(2\,\mathrm{j}\beta_z l)$, $\Gamma_3 = \exp(2\,\mathrm{j}\beta_x a)$, $a = A - w/2$, $l = L - s/2$, β_z, β_x – сталі поширення хвиль регулярних екранованих МСЛ і ЩЛ відповідно, що розраховуються за алгоритмами, розробленими у Розділі 2.

Для обчислення невідомих елементів матриці розсіяння використовуються 5 пар розв'язків для резонатора із 5-ю парами резонансних розмірів $(l_i, a_i), i = 1..5$, і відповідно 5 пар фазових множників $(\Gamma_{1,i}, \Gamma_{3,i})$. Для їх визначення розв'язуються три крайові задачі із різним умовам у площинах симетрії щодо власних частот смужково-щілинного резонатору, що враховують всі можливі види взаємодії і передачі енергії між двома лініями передачі. А саме, для розрахунку елементів матриці розсіяння 4-портового переходу знаходяться 3 розв'язки крайової задачі із умовами магнітної стінки (*m.w.*) у площині x=0 та електричної стінки (*e.w.*) у площині z=0, розв'язок задачі за умови $m.w.$ у площинах x=0 та z=0 та розв'язок задачі за умови $e.w.$ у площинах x=0 та z=0.

Метод був протестований за відомими характеристиками переходу МСЛ – щілинний резонатор – МСЛ із чверть-хвильовими шлейфами. На основі отриманої S-матриці вертикального переходу МСЛ – ЩЛ побудована схема з двох МСЛ, зв'язаних через щілинний резонатор, яка забезпечує фільтрацію вищої гармоніки основного сигналу, Рис. 7.



а б

Рис 7. Характеристика двох МСЛ, зв'язаних через щілинний резонатор у заземлюючій площині. Параметри ліній (у мм): діелектрична стала ε_r=9.8, товщина підкладки h=1.0, ширина смужки w=1.0 та щілини s=0.5, d_s=4.41, L_c=8.82

Четвертий розділ присвячений розробці методу розрахунку характеристик розсіяння на вузьких прямокутних щілинних резонаторах (**ЩР**) у заземлюючій площині МСЛ. Розглядаються також періодичні структури на їх основі та ефекти взаємного зв'язку між близько розташованими ЩР.

За розробленими алгоритмами отримані характеристики розсіяння основної хвилі МСЛ на вузькому прямокутному ЩР у її заземлюючій площині. Розрахунок проведено двома способами: строгим аналізом 4-портової схеми переходу МСЛ – ЩЛ з наступним перерахунком матриці розсіяння у 2-портову схему за теорією довгих ліній і безпосереднім строгим аналізом ЩР у заземлюючій площині МСЛ методом поперечного резонансу.

Для алгебраїзації крайової задачі для об'ємного резонатору поле на ЩР записувалося у вигляді подвійних рядів за базисними функціями з ортогональних поліномів і тригонометричних функцій. З порівняння результатів розрахунків (різниця у частотах резонансного відбиття склала 200 МГц) випливає, що у мікрохвильовому діапазоні необхідно враховувати індуктивний характер короткого замикання ЩЛ, тобто розв'язувати крайову задачу строгим способом, Рис. 8.

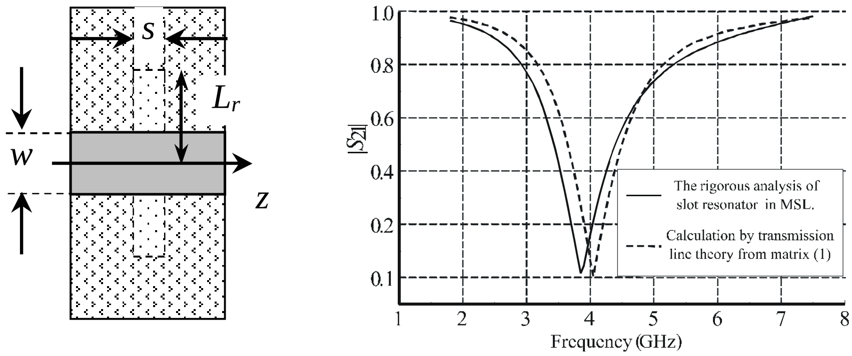
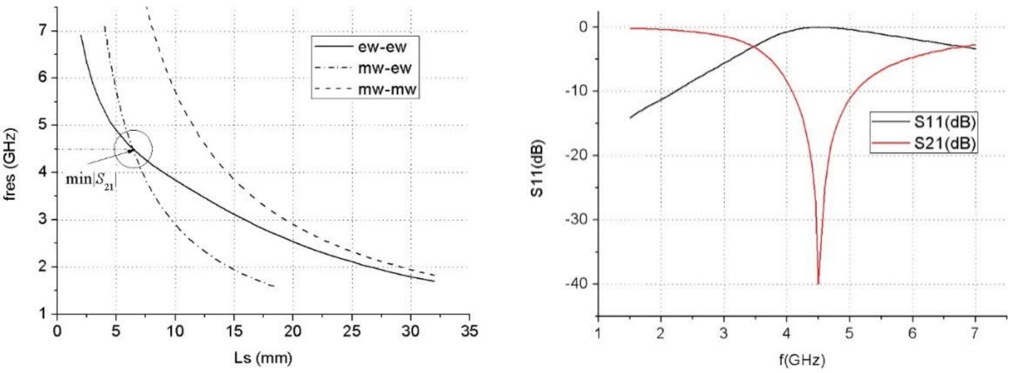


Рис. 8. Топологія ЩР у заземлюючій площині МСЛ та приклад розрахунку коефіцієнту передачі двома способами. Параметри структури: (у мм): підкладка h=1.0, ε_r=9.8, ширина МСЛ w=1.0 (Z_0=50 Ом), розміри екрану A=16.0, b_1=b_2=15.0, розміри ЩР s=0.5, L_r=9.75

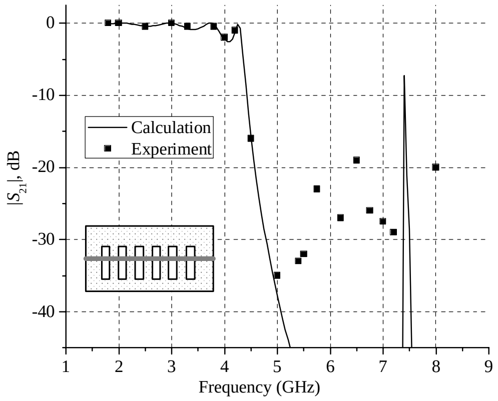
Рис. 9а демонструє типовий спектр власних частот об'ємного резонатору з неоднорідністю у вигляді ЩР, що був отриманий з розв'язання трьох крайових задач, а на рис. Рис. 9б – відповідні йому характеристики розсіяння, розраховані за формулами (2). Додаткова «магнітно-електрична» задача розв'язувалась з метою наочної демонстрації частоти резонансної взаємодії основної хвилі МСЛ з неоднорідністю, на якій спостерігається мінімум коефіцієнту передачі S_{21} (1).

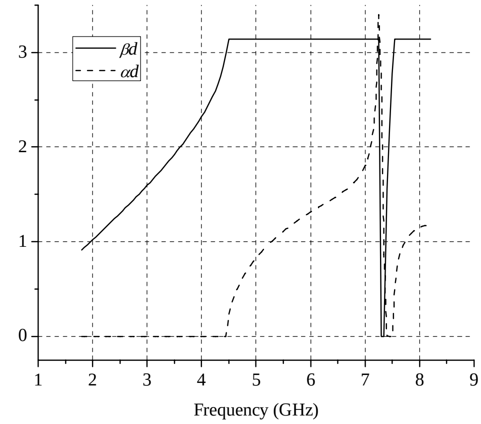


а б

Рис. 9. (а) – Спектр власних частот f_{res} екранованого резонатору із вузьким прямокутним ЩР у заземлюючій площині МСЛ та (б) – характеристики розсіяння на ньому основної хвилі МСЛ, розраховані за МПР. Параметри структури: (у мм): підкладка h=1.0, відносна діелектрична стала ε_r=9.8, ширина МСЛ w=1.0 (Z_0=50 Ом), розміри екрану A=15.0, b_1=b_2=7.0, розміри ЩР s=0.5, L_r=9.25

Також були вивчено амплітудні і фазові характеристики 1-, 2- і 3-ступеневих періодичних структур на базі ЩР у заземлюючій площині МСЛ за допомогою поняття зсуву фаз просторової гармоніки періодичної структури $\Gamma = j\varphi = j(\beta - j\alpha)d = j\gamma d$, де $\gamma = \beta - j\alpha$ є сталою поширення моди Флоке з теорії уповільнюючих систем. Показано, що такі періодичні структури можуть використовуватися для проектування широкосмугових загороджувальних фільтрів і фільтрів гармонік з різницею фаз між спектральними складовими, що досягає значення π. Приклад аналізу 1-ступеневої періодичної структури з ЩР у заземлюючій площині МСЛ показаний на Рис. 10.





а б

Рис. 10. Скінченновимірна 1-D періодична структура на основі ЩР, несиметрично розташованих у заземлюючій площині МСЛ, з параметрами(у мм) s=2.0, $2L_r$=10, зсув ЩР що до МСЛ X_0=0.5, l=6.0, ширина МСЛ w=1.0, параметри підкладки h=1.0, ε_r=9.8, параметри екрану A=16.0 B=8.5, b_1=7.5. (а) – характеристика коефіцієнту передачі на n=6 комірках структури; (б) – фазовий зсув γd

Для вивчення фізичного явища взаємодії неоднорідностей у вигляді вузьких прямокутних ЩР у заземлюючій площині МСЛ були модифіковані алгоритми та методом поперечного резонансу проведений аналіз неоднорідності у вигляді двох близько розташованих ЩР прямокутної форми у заземлюючій площині МСЛ. Модифікація алгоритмів, на відміну від попередньо розроблених, полягає у врахуванні у функціях, що описують поле на щілині та густину струму на смужці, поздовжніх гармонік поля на ЩР p=1..P та поздовжніх гармонік густини струму на смужці q=1..Q $\left(t = 2(z - z_0)/s\right)$:

$$E_{0z}(x,z) = \sum_{p=1}^{P} \sqrt{\frac{2}{L_r}} \cos\frac{\pi(2p-1)}{2L_r} x \left(1-t^2\right)^{-1/2} \sum_{k=0} f_{p,k} T_k(t),$$

$$E_{0x}(x,z) = \sum_{p=1}^{P} \sqrt{\frac{2}{L_r}} \sin\frac{\pi(2p-1)}{2L_r} x \sqrt{1-t^2} \sum_{k=0} g_{p,k} U_k(t). \quad (3)$$

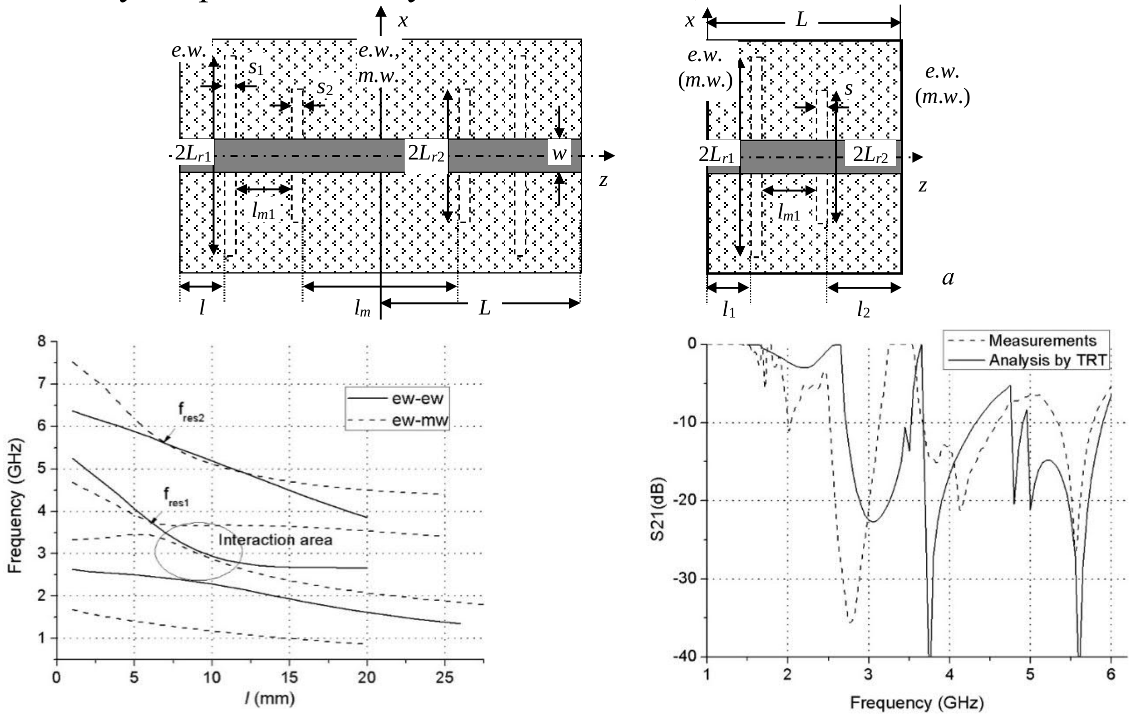
$$J_z(x,z) = \sum_{q=0(1)}^{Q} \sqrt{\frac{2-\delta_{q0}}{L}} \begin{Bmatrix} \cos k_{zq} z \\ \sin k_{zq} z \end{Bmatrix} \sum_{k=0} c_{q,k} \phi_k\left(\frac{x}{w/2}\right),$$

$$J_x(x,z) = \sum_{q=1(0)}^{Q} \sqrt{\frac{2-\delta_{q0}}{L}} \begin{Bmatrix} \sin k_{zq} z \\ \cos k_{zq} z \end{Bmatrix} \sum_{k=0} d_{q,k} \psi_k\left(\frac{x}{w/2}\right), \quad (4)$$

$$\phi_k\left(\frac{x}{w/2}\right) = \left(1-\left(\frac{x}{w/2}\right)^2\right)^{-1/2} T_k\left(\frac{x}{w/2}\right),\ \psi_k\left(\frac{x}{w/2}\right) = \sqrt{1-\left(\frac{x}{w/2}\right)^2}\, U_k\left(\frac{x}{w/2}\right).$$

Для двох однакових та близько розташованих ЩР дві крайові задачі на власні частоти об’ємного резонатору розв’язувалися для структур відповідно із умовами електричної та магнітної стінки у площині симетрії. Така ж сама методика використовувалася і для аналізу періодичних структур скінченного розміру із симетрією у поперечному напрямку, Рис. 11а.

У чисельних розрахунках підсумовування в подвійних рядах Фур'є було обмежено до N=M=300 членів ряду, в описі поля на щілинних резонаторах (3) і щільності струму у смужковій лінії (4) враховувалися по три просторові гармоніки (P=Q=3), а підсумовування в рядах за ортогональними з вагою поліномами обмежено до п'яти членів ряду (K=5). Аналіз спектрів власних частот резонаторів із розподіленими неоднорідностями (Рис. 11б) і дані вимірювань експериментальних макетів показали, що взаємодія між ЩР відбувається за рахунок вищих гармонік поля у площині ЩР. Встановлено, що взаємний зв'язок між неоднорідностями призводить до зсуву частот резонансного взаємодії між ними і МСЛ, а також до появи додаткових областей з високим рівнем подавлення основної хвилі МСЛ у мікрохвильовому діапазоні частот, Рис. 11в.



б в

Рис. 11. (а) – Періодична структура з ЩР, топологія об'ємного резонатору, (б) – спектр власних частот резонатору із **симетричною** розподіленою неоднорідністю та (в) – відповідна йому характеристика коефіцієнту передачі 2-ланкової 2-ступеневої симетричної структури. Параметри структури (у мм): підкладка h=0.635, ε_{r1}=10.2; ширина МСЛ w=0.58 (Z_0=50 Ом), b_1=8.0, b_2=5.0, A=16.0, ЩР-и: s_1=s_2=0.3, L_{r1}=13.7, L_{r2}=8.0; відстані: l_{m1}=6.7, l_m=5.4 ($l \equiv l_1$, $l_2 = l_m/2$ – фіксовано)

У п'ятому розділі розглянуто задачі розсіяння на ЩР складної форми із прямокутними координатними границями у заземлюючій площині МСЛ: а саме розсіяння на ЩР П-, Н- та О-подібної форми, як на окремих, так і на періодичних структурах скінченного розміру на їх основі.

Розв'язувалися крайові задачі щодо власних частот для системи з двох (для Н-подібних) та трьох (для О-подібних) щілинних резонаторів із різними умовами у площині симетрії та на поздовжній границі резонатору. Крайові задачі розв'язувалися за методом Гальоркіна, для чого поле на апертурі ЩР записувалося через розкладання у ряди за власними функціями $T_{h(e)y,k}$ *TE*- і *TH*-хвиль хвилеводу складного перерізу:

$$\mathbf{E}_{0t} = \sum_{k=1} V_{hk} \left(\nabla_t T_{hy,k} \times \mathbf{e}_y \right) + \sum_{k=1} V_{ek} \nabla_t T_{ey,k},$$
$$\mathbf{H}_{0t} = \sum_{k} I_{hk} \nabla_t T_{hy,k} - \sum_{k} I_{ek} \left(\nabla_t T_{ey,k} \times \mathbf{e}_y \right), \tag{5}$$

де $V_{h(e),k}$ – невідомі коефіцієнти розкладання.

Взаємний зв'язок між двома однаковими неоднорідностями був вивчений на прикладі двох ЩР Н-подібної форми із поздовжнім розташуванням «гантелей» щодо МСЛ, Рис. 12-14. Параметри для розрахунку резонансної структури (у мм): МСЛ (Z_0=50 Ом) $h=1.0$, $\varepsilon_r=9.8$, $w=1.0$, розміри екрану $A=24.0$, $b_1=b_2=5.0$ для «електричної» і $b_1=b_2=9.0$ для «магнітної» крайової задачі; Н-подібний резонатор із розмірами $a=5.0$, $b=3.0$, $s_1=2.0$, $s_2=0.25$. Відстань між ЩР дорівнює d_m=5.5 мм. Було показано, що ЩР складної форми при послідовному включенні їх у заземлюючу площину МСЛ взаємодіють один з одним на відстанях, порівнянних з їхнім поздовжнім розміром. Взаємний зв'язок між ними призводить до того, що структура з двох симетричних ЩР-ів складної форми фільтрує основний сигнал у більш широкій смузі частот, ніж окремий ЩР, оскільки містить додаткову частоту резонансного взаємодії між МСЛ і двома послідовно включеними ЩР-ми. У всіх прикладах даного розділу характеристики розсіяння вимірювались за допомогою векторного аналізатору Agilent N5230A.

За такою ж методикою була проаналізована і 3-ланкова періодична структура з О-подібних щілинних резонаторів, дані розрахунків якої також добре узгоджені із даними вимірювання макету. Таким чином, порівняння отриманих за МПР характеристик розсіяння із результатами вимірювань експериментальних макетів показали їх узгодженість із ними та обґрунтованість вибору базисних функцій, що використовуються для алгебраїзації крайових задач.

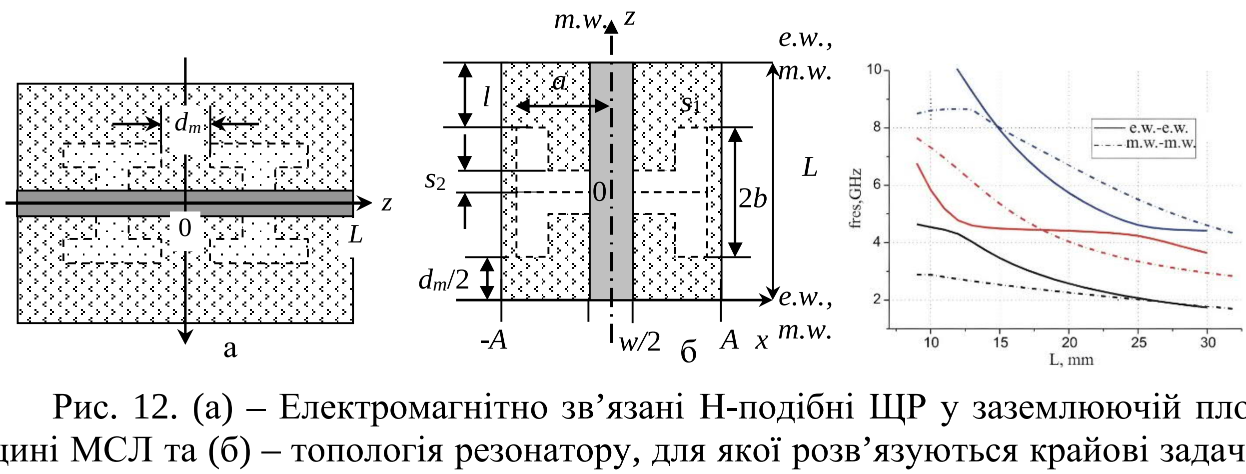


Рис. 12. (а) – Електромагнітно зв'язані Н-подібні ЩР у заземлюючій площині МСЛ та (б) – топологія резонатору, для якої розв'язуються крайові задачі, і отримані спектри власних частот, відстань між ЩР d_m=5.5 мм

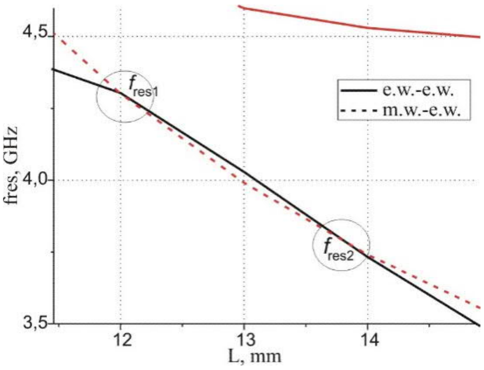


Рис. 13. Частина спектру власних частот резонатору, отриманого з розв’язків «електричної» та «магнітно-електричної» задач

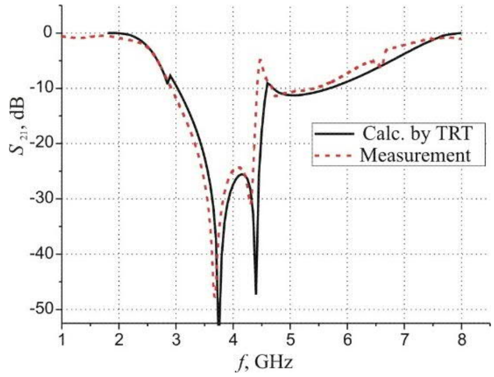
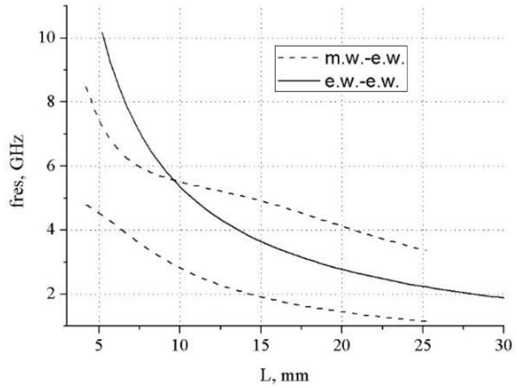
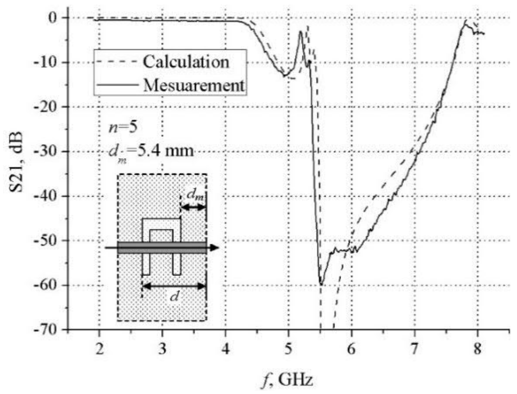


Рис. 14. Характеристика коефіцієнту передачі, що відповідає спектральним кривим на Рис. 12-13, отримана за МПР і експериментально виміряна

У розділі також був розглянутий аналіз періодичних структур на базі ЩР складної форми у заземлюючій площині МСЛ. Якщо взаємний зв'язок між окремими неоднорідностями нехтовно малий, сумарна матриця розсіяння скінченновимірної періодичної структури розраховується за формулами каскадного з’єднання матриць кожної окремої неоднорідності, що складає елементарну комірку. За такою методикою був виконаний аналіз періодичних структур на базі П-подібних ЩР із різною орієнтацією їх щодо МСЛ. Приклад розрахунку характеристик розсіяння 5-ланкової періодичної структури з П-подібних ЩР у заземлюючій площині МСЛ показаний на Рис. 15.



а



б

Рис. 15. (а) – Спектр власних частот, отриманий з розв’язків крайових задач для об’ємного резонатору; (б) – прямі втрати 5-ланкової періодичної структури. Параметри резонатору (у мм): розміри екрану b_1=b_2=12.0, A=24.0; розміри ЩР: 2a=4.4, b=2.2, s_1=s_2=0.5. Параметри МСЛ та підкладки ті ж самі, що і для Рис. 12

Шостий розділ присвячений аналізу методом поперечного резонансу двох типових неоднорідностей у планарних лініях передачі: повороту щілинної лінії на прямий кут та східчастої неоднорідності кінцевої довжини у МСЛ.

Поворот ЩЛ саме на прямий кут дав можливість проаналізувати таку неоднорідність методом поперечного резонансу, оскільки у віртуальному резонаторі з коротким замиканням на обох портах поворот ЩЛ утворює хвилевід L-подібної форми, Рис. 16. Тобто поле на прямокутному повороті у ЩЛ досить просто описати добре відомими функціями, що використовуються для опису розподілу полів у хвилеводах складних перерізів.

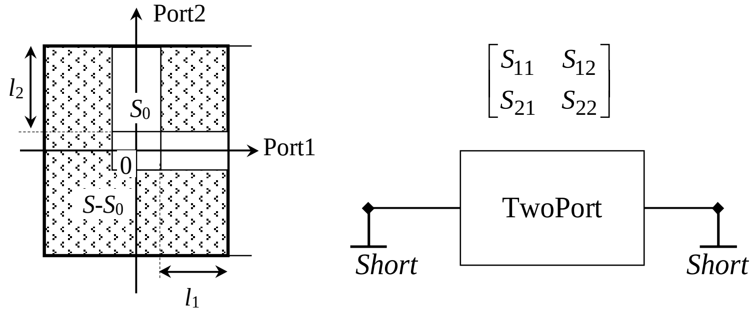
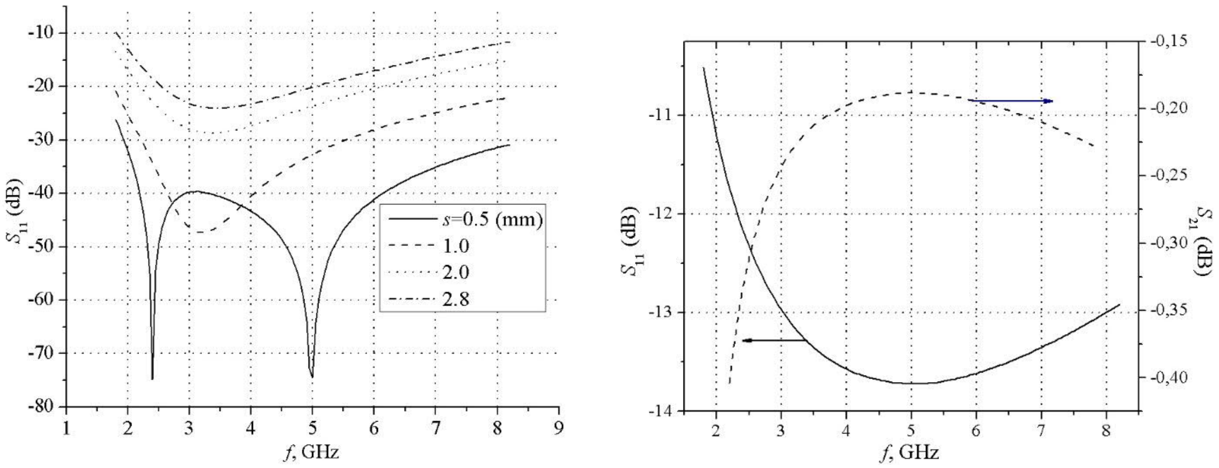


Рис. 16. Резонатор з неоднорідністю у вигляді повороту ЩЛ на прямий кут і її представлення у вигляді 2-портової еквівалентної схеми

Аналіз базується на розрахунку власних частот віртуального резонатору з коротким замиканням на портах і представленні поля на апертурі щілини у вигляді рядів за власними *TE*-хвилями L-подібного хвилеводу. Для вузьких щілин s_1, s_2, як показали розрахунки, досить врахувати тільки векторні потенціали для *TE*-хвиль (*TH*-хвилі L-подібного хвилеводу мають нехтовно малі амплітуди).

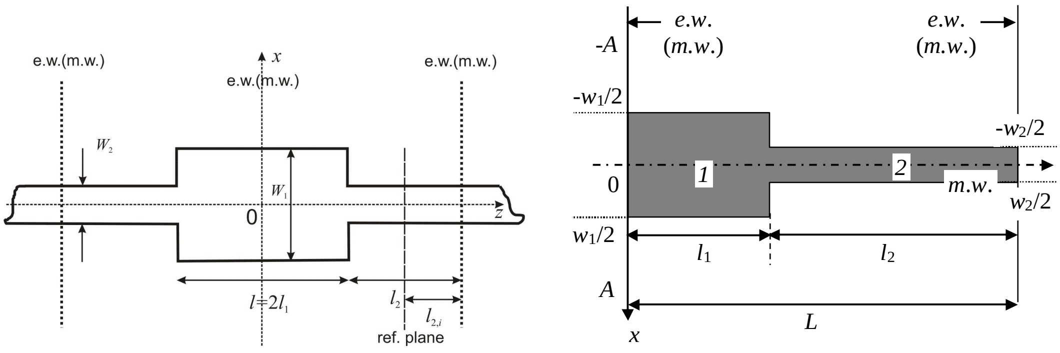
Чисельні розрахунки показали, що у разі повороту ЩЛ з різною шириною щілин на портах зворотні втрати (коефіцієнт відбиття) є значно більшими, ніж у випадку повороту щілини з однаковою шириною щілин на портах (Рис. 17). Крім того, прямокутний поворот ЩЛ з однаковою шириною щілин на портах добре узгоджений за втратами, а набіг фази коефіцієнта передачі на повороті ЩЛ має немонотонну залежність від частоти з максимумом, що дорівнює π/2, на деякій частоті, яка залежить від ширини щілини.



а б

Рис. 17. Елементи матриці розсіяння на прямокутному повороті ЩЛ: (а) – модуль коефіцієнту відбиття у залежності від ширини щілини при $s_1 = s_2 = s$ і (б) – характеристики розсіяння повороту ЩЛ з шириною щілини s_1=0.5 на ширину s_2=1.0 мм. Параметри підкладки та екрану (у мм): h=1.0, ε_r=9.8, B=16.0, b_2=15.0

У цьому ж розділі також удосконалені алгоритми аналізу неоднорідностей у вигляді стрибка ширини кінцевої довжини у МСЛ (індуктивної або ємнісної неоднорідностей у ній) за методом поперечного резонансу.



а б

Рис. 18. (а) – Топологія смужкової лінії передачі зі стрибком ширини $w_1 > w_2$ кінцевої довжини, (б) – половина симетричної структури (смужкової лінії) із граничними умовами електричної (*e.w.*) і магнітної (*m.w.*) стінок на поздовжніх границях (умови поперечного резонансу), для якої розв'язуються крайові задачі

На відміну від попередніх робіт, для алгебраїзації крайової задачі використані вирази для густини струму $\mathbf{J}_t(x,z) = (J_x(x,z), J_z(x,z))$ у неоднорідній смужковій лінії через магнітний J_h і електричний J_e векторні потенціали:

$$\mathbf{J}_t = \sum_{n=1}^{P} \left[\nabla J_{e,n}(x,z) \times \mathbf{e}_y \right] C_{e,n} - \frac{1}{j \cdot k_0} \sum_{n=1}^{P} \nabla J_{h,n}(x,z) C_{h,n}\,, \qquad (6)$$

де $k_0 = \omega_0 / c$, ω_0 – колова частота, c – швидкість світла у вакуумі, $J_{h(e),n}(x,z)$ – власні функції магнітного та електричного векторних потенціалів для густини струму, $C_{h(e),n}$ – невідомі коефіцієнт розкладання, P – порядок зрізання рядів.

Векторні потенціали, у свою чергу, являють собою хвилевідні функції (ортогональний базис), які виходять з розв'язків двовимірної крайової задачі на власні функції і власні значення в області, що займає нерегулярна смужкова лінія, і задовольняють рівнянню

$$L\left(J_{h(e),n}(x,z)\right) + \frac{d^2}{dz^2} J_{h(e),n}(x,z) + \chi^2_{h(e),n} \cdot J_{h(e),n}(x,z) = 0\,, \qquad (7)$$

де $\boldsymbol{L}$ – диференціальний оператор поліноміальної функції, $\chi^2_{h(e),n}$ – власні числа, що відповідають власним функціям $J_{h(e),n}(x,z)$, n=1,2....

Крайова задача для кожного векторного потенціалу розв'язується за методом часткових областей. Двовимірні власні функції магнітного і електричного векторного потенціалів побудовано у вигляді їх розкладання у ряди за ортогональними поліномами Чебишова першого $T_n(x)$ і другого $U_n(x)$ роду, які мають вагові функції $1/\sqrt{1-x^2}$ та $\sqrt{1-x^2}$, що відповідають особливостям поводження поля на тонкому ребрі. Наприклад, двовимірна функція для магнітного векторного потенціалу у часткових областях 1 та 2 запишеться у вигляді:

$$J_{h1}(x,z)=\sum_{k=0}^{M}A_{h1k}\sqrt{\frac{2}{w_1}}\sqrt{\frac{4-2\cdot\delta_{k0}}{\pi}}T_{2k}\left(\frac{x}{w_1/2}\right)F_{h1,k}(z),\ |x|\le w_1/2,\ 0\le z\le l_1,$$

$$J_{h2}(x,z)=\sum_{k=0}^{M}A_{h2k}\sqrt{\frac{2}{w_2}}\sqrt{\frac{4-2\cdot\delta_{k0}}{\pi}}T_{2k}\left(\frac{x}{w_2/2}\right)F_{h2,k}(z),\ |x|\le w_2/2,\ l_1\le z\le L,\qquad (8)$$

де $k_{zi,k}^2=\chi_{h,n}^2-\left(\frac{2k}{w_i/2}\right)^2$, $A_{h1(2),k}$ – невідомі коефіцієнти розкладання, M – порядок зрізання нескінченого ряду, а тригонометричні функції $F_{h(1)2,k}(z)$ визначаються умовами на поздовжніх границях резонатору. У характеристичному рівнянні $\det\left\|\alpha_{kn}(\chi_{h,m})\right\|=0, m=1,2...$ щодо власних чисел $\chi_{h,n}^2$ матриця $\left\|\alpha_{kn}\right\|$ є симетричною, а матриця інтегралів зв'язку між базисними функціями у часткових областях має трикутний вигляд. Все це скорочує час на розрахунок власних функцій густини струму неоднорідної смужкової лінії.

Алгоритми швидко збігаються і для забезпечення точності розрахунку власних чисел порядку 10^{-3} мм$^{-1}$, досить врахувати три-чотири члени ряду (M=3..4) у розкладаннях електричного і магнітного векторних потенціалів у ряди виду (8), приклад розрахунку $\chi_{h,n}$ та $\chi_{e,n}$ для ємнісного відрізку наведений на Рис. 19.

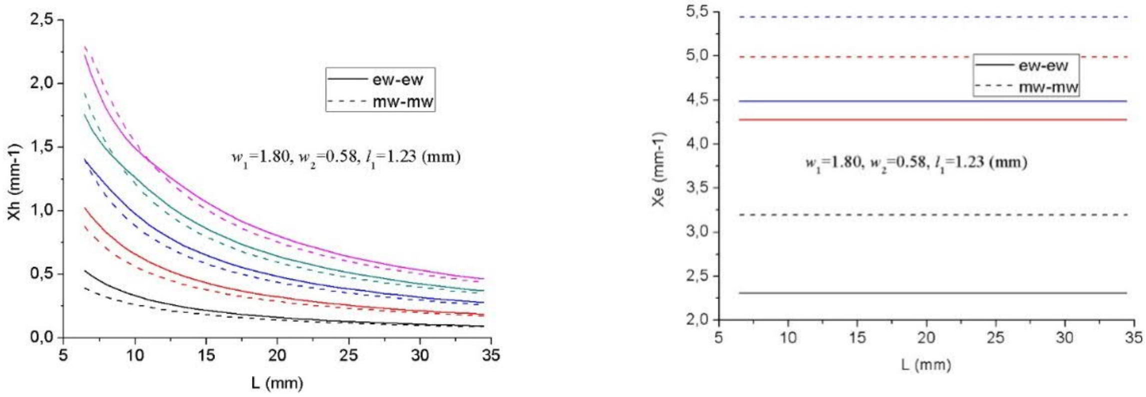
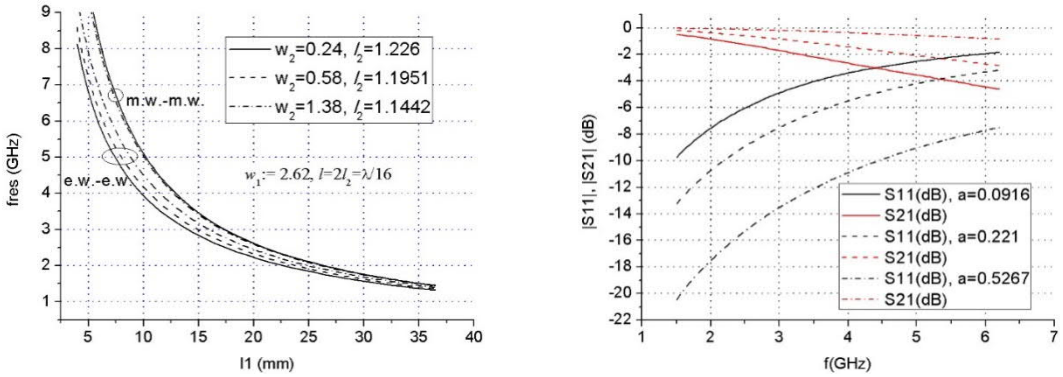


Рис. 19. Власні числа $\chi_{h,n}$ та $\chi_{e,n}$ базисних функцій магнітного $J_h(x,z)$ та електричного $J_e(x,z)$ векторних потенціалів для густини струму смужкового резонатору із **ємнісним відрізком**, отриманні із розв'язків «електричної» і «магнітної» крайових задач (параметр $a=w_2/w_1=1/3$)

Дослідження на збіжність алгоритмів аналізу східчастої неоднорідності кінцевої довжини (ємнісної або індуктивної) у МСЛ показали, що у чисельних розрахунках резонансних частот із точністю до 10^{-2} (у ГГц) порядок зрізання рядів (6) має дорівнювати P=3÷5, у залежності від співвідношення ширин w_2/w_1.

На Рис. 20 представлені характеристики коефіцієнтів відбиття і передачі основної хвилі МСЛ на індуктивних неоднорідностях для трьох значень співвідношення $a=w_2/w_1$. Основна лінія передачі має ширину w_1=2.62 мм, а довжини індуктивних відрізків дорівнюють $\lambda/16$ на частоті 3.0 ГГц (відрізки такої довжини використовуються для проектування скорочених переходів і фільтрів).



а б

Рис. 20. (а) – Спектр власних частот, отриманий з розв'язків двох крайових задач для резонатору із **індуктивним відрізком** МСЛ; (б) – характеристики розсіяння на індуктивній неоднорідності у МСЛ (a=w_2/w_1). Параметри підкладки (у мм): h=0.635, ε_r=10.2, A=15.0, b_1=7.0

Розділ сьомий присвячений аналізу 2-площинних розподілених неоднорідностей методом поперечного резонансу та вивченню ефектів взаємного зв'язку між компонентами неоднорідності. Розглянуто неоднорідності, що складаються з індуктивного або ємнісного відрізку МСЛ та ЩР прямокутної та складної форми у її заземлюючій площині.

Вигляд спектральних кривих об’ємних резонаторів з 2-площинними неоднорідностями виявився таким, що дозволяє апроксимувати їх раціональними функціями виду $f(x)=1/Q_m(x)$, де $Q_m(x)=a_0+a_1x+a_2x^2+...+a_mx^m$ – поліном порядку m. Використання такої апроксимації для спектральних характеристик дозволило істотно скоротити час на розрахунок елементів матриці розсіяння для однієї частотної точки за методом поперечного резонансу.

Спочатку були розглянуті симетричні розподілені 2-площинні неоднорідності, що містять індуктивний або ємнісний відрізок смужкової лінії передачі та звичайний вузький прямокутний ЩР у її заземлюючій площині, Рис. 21.

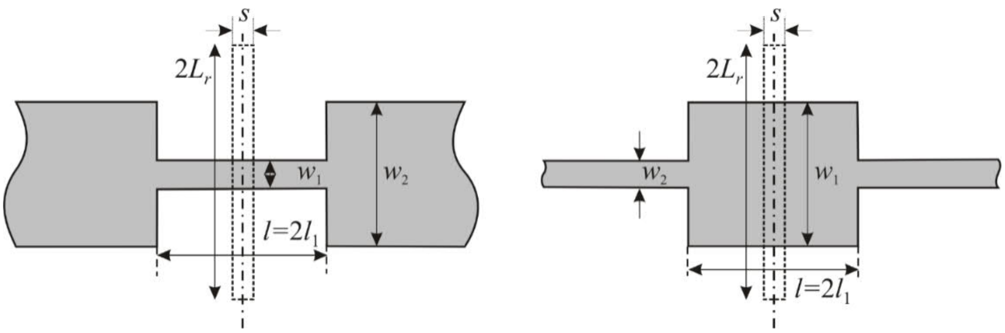
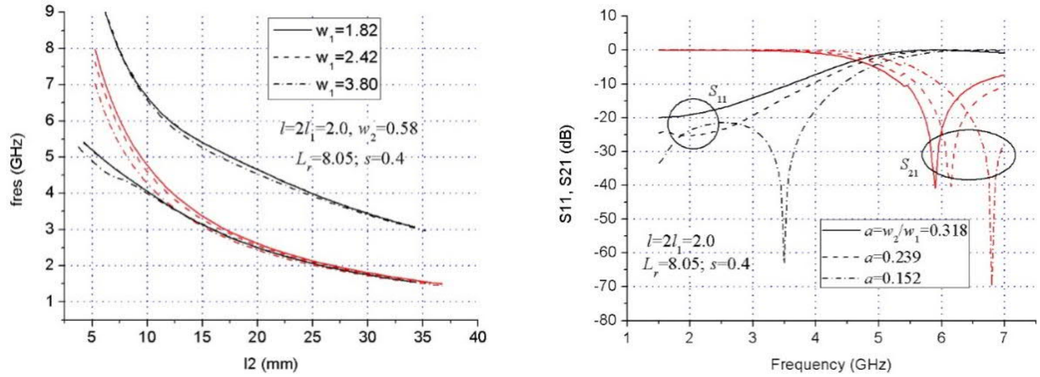


Рис. 21. Індуктивний та ємнісний відрізки МСЛ із вузьким прямокутним ЩР у заземлюючій площині

Результати розрахунку характеристик розсіяння на східчастих неоднорідностях у МСЛ показали, що додавання до них ЩР призводить до появи додаткових частот резонансного відбиття і пропускання, у порівнянні із характеристиками розсіяння традиційних східчастих неоднорідностей, Рис. 22. Це дозволяє поліпшити характеристики і розширити функціональні можливості фільтрів та узгоджуючих ланок, що проектуються на їх основі, тобто проектувати компактні та багатофункціональні пристрої мікрохвильового діапазону частот.



а б

Рис. 22. (а) – Спектр власних частот резонатору, отриманий з розв'язків «електричної» і «магнітної» крайових задач, із 2-площинною неоднорідністю для різних значень ширини ємнісного відрізку w_1 (w_2 и l_2, l_1, а також розмір вузького прямокутного ЩР L_r=8.05, s=0.4 – фіксовано); (б) – характеристики розсіяння на неоднорідності у залежності від співвідношення $a = w_2/w_1$.

Також були розроблені алгоритми розв'язання крайових для резонаторів із розподіленою 2-площинною неоднорідністю, що містить щілинні резонатори складної форми. Резонансна частота пропускання структури на Рис. 23 становить 2.85 ГГц, дві частоти резонансного запирання дорівнюють 4.85 та 5.85 ГГц, а полоса запирання в цілому складає 30 % (Рис. 24, параметри структури (у мм): w_1=0.3, w_2=1.0, довжина індуктивного відрізку l=2.4 (l_1=1.2), розміри Н-подібного ЩР a_s=7.6, b_s=4.6, s_1=0.6, s_2=0.4).

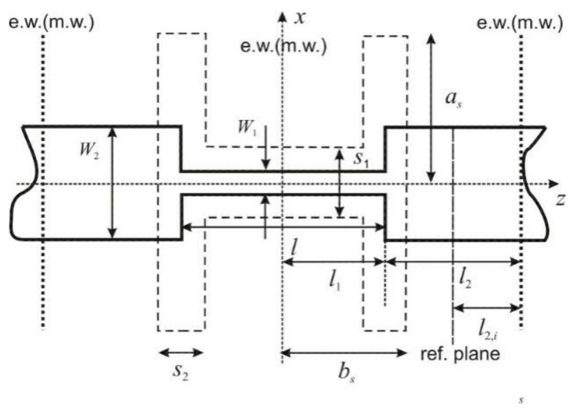


Рис. 23. Тришарова планарна структура із симетричною розподіленою неоднорідністю у МСЛ, що складається з індуктивного відрізку МСЛ та Н-подібного ЩР у заземлюючій площині із поперечним розташуванням «гантелей»

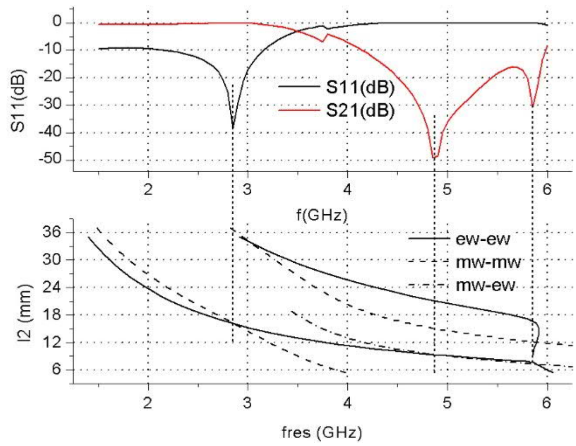


Рис. 24. Спектри власних частот резонатора із 2-площинною розподіленою неоднорідністю, що на Рис. 23, отримані з розв'язання трьох крайових задач: «електричної», «магнітної» і «магнітно-електричної» і відповідні їм характеристики розсіяння

З Рис. 25, 26 витікає, що пристрій з неоднорідністю з трьох зв'язаних через щілину прямокутних ЩР (гребінчаста структура) забезпечує загасання сигналу у широкій смузі частот від 4.5 до 8.8 ГГц (66 % щодо середньої частоти 6.5 ГГц) і має смугу пропускання від 3.3 до 3.6 ГГц (8 %).

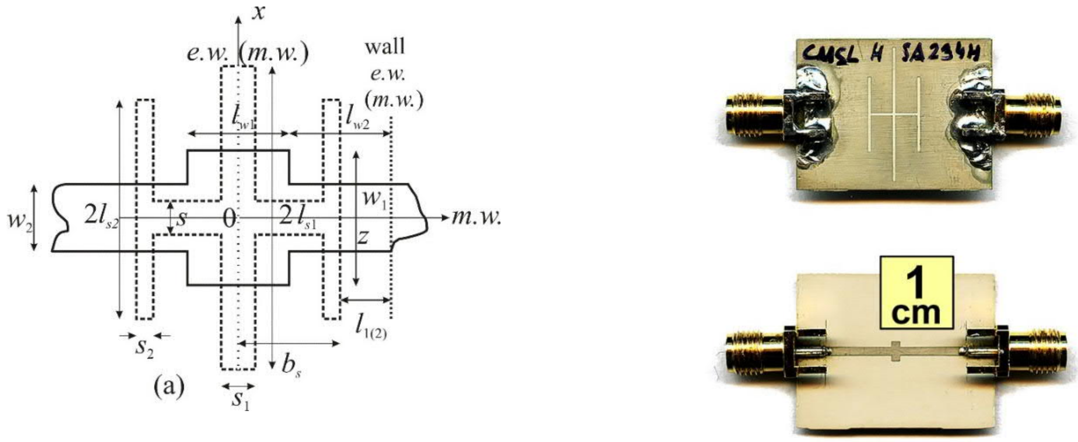
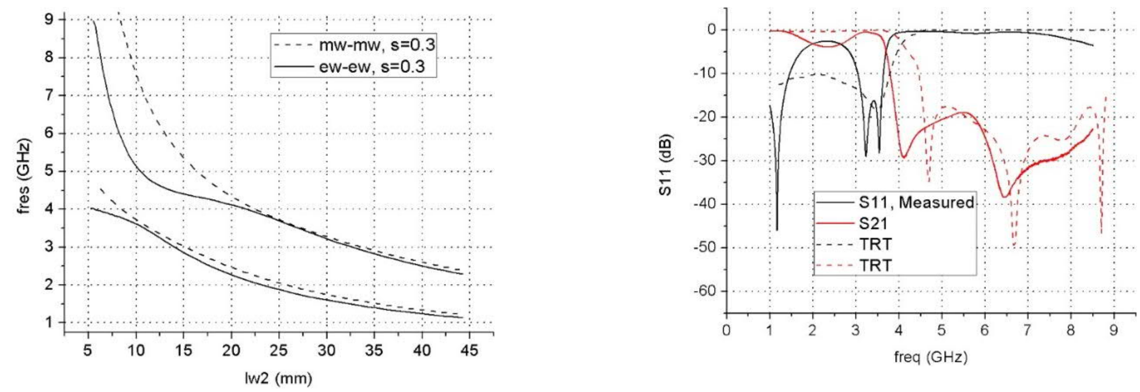


Рис. 25. Топологія планарної структури із симетричною 2-площинною неоднорідністю, що складається з гребінчастого ЩР та ємнісного відрізку МСЛ



а б

Рис. 26. (а) – Спектр власних частот об'ємного резонатору з 2-площинною розподіленою неоднорідністю, що на Рис. 25, та (б) – відповідні йому характеристики розсіяння. Параметри структури (у мм): підкладка $h = 0.635$, $\varepsilon_r = 10.2$, розміри екрану $A = 15.0$, $b_1 = b_2 = 7.0$, МСЛ $w_1 = 2.7$, $w_2 = 1.2$, $l_{w1} = 1.2$, гребінчастий ЩР $l_{s1} = 9.15$, $l_{s2} = 5.1$, $b_s = 3.6$, $s = 0.3$, $s_1 = s_2 = 0.4$

За результатами аналізу, розглянуті розподілені 2-площинні неоднорідності мають характеристики розсіяння, що містять одночасно як смуги пропускання, так і смуги запирання у різних діапазонах частот. Їх ширина і взаємне розташування одна щодо одної налаштовуються варіюванням геометричних параметрів 2-площинної неоднорідності з урахуванням взаємодії її складових.

Восьмий розділ присвячений проектуванню пристроїв на основі розподілених неоднорідностей у тришарових планарних структурах, а саме розроблено методики проектування та експериментально перевірено характеристики таких пристроїв:

1) Підсилювачу потужності інверсного класу *F* (F^{-1}) з використанням вузьких прямокутних ЩР у заземлюючій площині МСЛ для реалізації схеми із маніпуляцією вищими гармоніками вихідного сигналу.

2) Компактного смуго-пропускного фільтру на основі східчастих неоднорідностей у МСЛ із ЩР-ми в її заземлюючій площині, що використовуються для реалізації індуктивних елементів у схемі та подавлення сигналу поза смугою пропускання (для «посилення загасання» у смузі загородження).

3) Компактного смуго-запирального фільтру на H-подібному ЩР із розширеною смугою частот запирання.

Фільтр гармонік у вихідній узгоджуючій ланці підсилювача потужності (**ПП**) був реалізований за допомогою двох пар ЩР різних розмірів у заземлюючій площині МСЛ. Розміри двох ЩР, L_{r1} і L_{r2}, розраховувалися за методом поперечного резонансу та разом з іншими геометричними параметрами схеми оптимізувалися для забезпечення відповідних навантажувальних імпедансів на частотах другої та третьої гармонік основної частоти f_0=1.7 ГГц.

Топологія спроектованої друкованої плати та фотографія виготовленого макету ПП класу F^{-1} показана на Рис. 27. Друкована плата вміщується на основу, в якій виконана порожнина для забезпечення роботи ЩР-ів. У даному виконанні фільтр гармонік на основі прямокутних ЩРів розташований у порожнині площею 30×38 мм^2 глибиною 7 мм. На Рис. 28 показані частотні характеристики коефіцієнту передачі спроектованого фільтру гармонік.

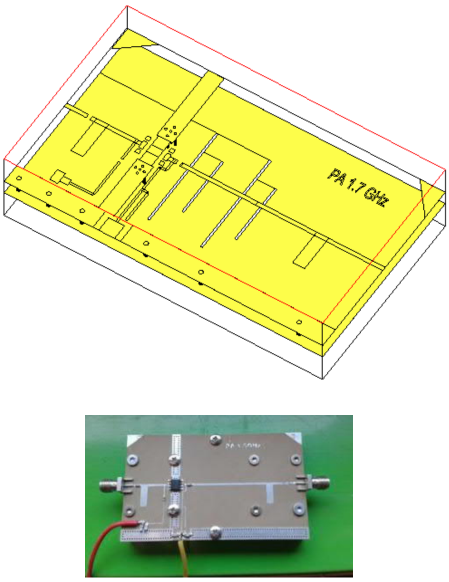


Рис. 27. Топологія ПП класу F^{-1} з ЩР у заземлюючій площині та його експериментальний макет

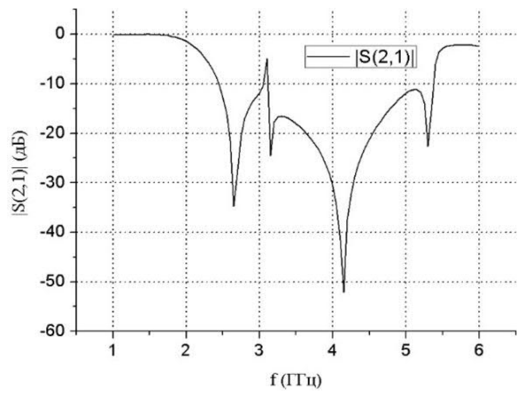


Рис. 28. Коефіцієнт передачі спроектованого фільтру гармонік на базі ЩР для вихідної ланки ПП класу F^{-1}.

Реалізований ПП був досліджений в режимі біжучої хвилі. Вихідна потужність ПП в режимі насичення склала 35 дБм (3.9 Вт), при цьому ККД підсилювача досягає 60 %. Для вихідної потужності спостерігається невелика відмінність між результатами моделювання і вимірювань, яка пояснюється похибками комерційної моделі, оптимізованої зазвичай для режиму класу *B* або *AB*.

Далі були розглянуті смуго-пропускні фільтри з Чебишевською характеристикою, які можна уявити як два дзеркально-симетрично з'єднаних трансформатори опорів. Для їх проектування використовувалася теорія скорочених фільтрів на основі відрізків ліній передачі довжиною $\lambda/16$. Попередній розрахунок скорочених фільтрів був виконаний за розробленою спрощеною методикою на основі теорії довгих ліній з використанням *ABCD*-матриць. Для її підтвердження був проведений розрахунок фільтрів чисельними методами за допомогою комерційної програми аналізу мікрохвильових схем.

При реалізації фільтрів на індуктивних та ємнісних відрізках у МСЛ на характеристиках присутні паразитні смуги пропускання, що пов'язані з періодичністю характеристик трансформатора опорів, та недостатній рівень загасання сигналу поза смугою. Для їх подавлення, а також для того, щоб домогтися для індуктивних елементів фільтра фізичної можливості бути реалізованими, були використані ЩР прямокутної форми у заземлюючій площині, що розташовані під найвужчими, тобто індуктивними (у прототипі), відрізками МСЛ. В процесі чисельного аналізу, після додавання ЩР у схему фільтра, було проведено додаткове настроювання його елементів для отримання оптимальної частотної характеристики. Приклад фільтру на скорочених відрізках наведений на Рис. 29.

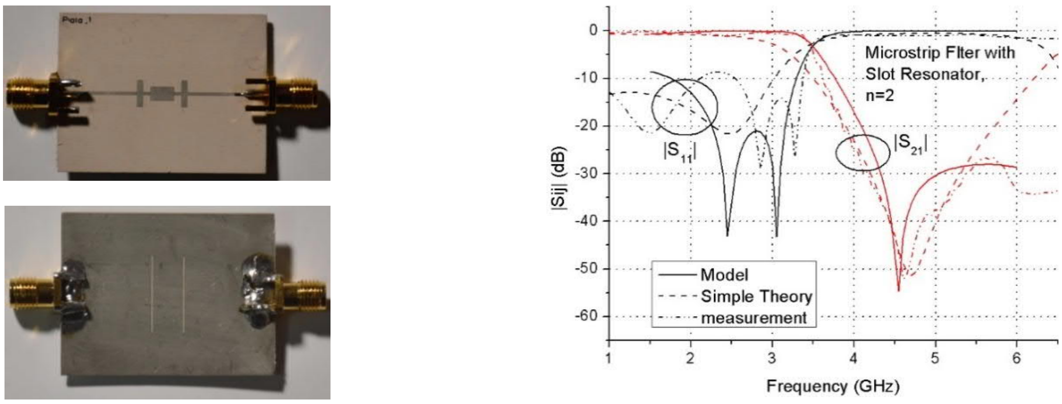


Рис. 29. Топологія та характеристики розсіяння 2-ланкового (n=2) фільтру на відрізках МСЛ довжиною λ/16 із ЩР-ми у металізованій підкладці

Далі був розглянутий ЩР Н-подібної форми із поздовжнім розташуванням відрізка щілини, що з'єднує «гантелі» резонатора, і, відповідно, з поперечним розташуванням «гантелей» щодо МСЛ (Рис. 30). Така неоднорідність може розглядатися як два прямокутних ЩР, безпосередньо зв'язаних між собою відрізком ЩЛ із симетрією поля у ньому, що відповідає непарній моді вищого типу (умова магнітної стінки у площині x=0 відповідає непарній хвилі типу TM_0 у ЩЛ).

Вирази (1) для модулів після перетворення записуються у вигляді:

$$|S_{11}| = |\cos\beta_z(l_1 - l_2)| \cdot |\exp(j\beta_z(l_1 + l_2))| = |\cos\beta_z(l_1 - l_2)|, \tag{9}$$

$$|S_{12}| = |\sin\beta_z(l_1 - l_2)| \cdot |\exp(j\beta_z(l_1 + l_2))| = |\sin\beta_z(l_1 - l_2)|. \tag{10}$$

З (9)-(10) видно, що модулі коефіцієнтів відбиття і передачі залежать від різниці розмірів «електричного» і «магнітно-електричного» резонаторів $(l_1 - l_2)$ на кожній заданій частоті. Чим менша ця різниця – тим меншим є значення коефіцієнту передачі $|S_{12}|=|S_{21}|$, тобто більшим є рівень загасання, що створюється неоднорідністю.

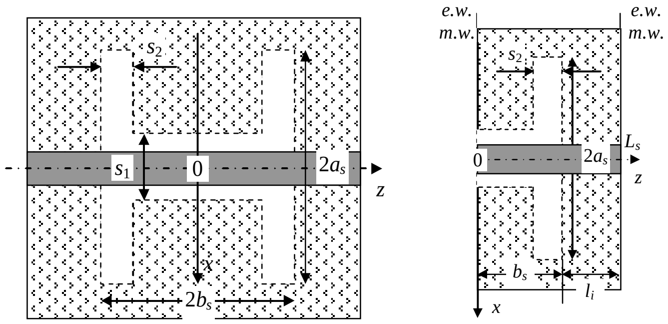
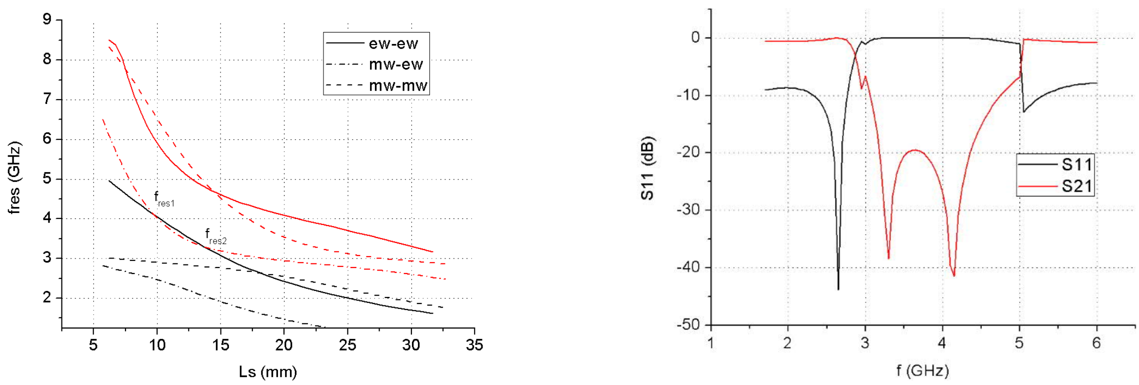


Рис. 30. Топологія Н-подібного ЩР у заземлюючій площині екранованої МСЛ та резонатору для розв'язання крайових задач

З отриманих для діапазону частот 1.5-6.0 ГГц спектральних характеристик видно, що дана планарна структура містить дві частоти резонансного затухання основної хвилі МСЛ на Н-подібному ЩР, Рис. 31. Це пояснюється геометрією ЩР, за якою виходить паралельне з'єднання двох відрізків дисперсних ліній передачі, що становить складний резонансний вузол.



а б

Рис. 31. (а) – Спектри власних частот резонатору з неоднорідністю у вигляді Н-подібного ЩР із поперечним розташуванням «гантелей» щодо МСЛ і (б) – розраховані за ними характеристики розсіяння. Параметри ЩР (у мм): s_1=1.2, s_2=0.4, a_s=11.4, b_s=4.2

Залежно від геометрії Н-подібного ЩР при проектуванні можна отримувати як широкосмугові смуго-запиральні фільтри, так і двочастотну резонансну характеристику. При цьому оптимальні характеристики пристрою виходять варіюванням співвідношення поздовжнього b_s і поперечного a_s розмірів резонатора, а також варіюванням ширини поперечної щілини s_2.

За даними досліджень залежності характеристик розсіяння від геометричних параметрів ЩР була розроблена проста процедура проектування широкосмугового смуго-запирального фільтру. Основними перевагами таких структур є їхня компактність та високий рівень загородження у смузі частот. Пристрій виходить більш компактним у порівнянні навіть з періодичними структурами на прямокутних ЩР, що розглянуті у Розділі 4. Для збільшення рівня згасання такі структури також можна каскадувати.

Усі розроблені пристрої за своїми характеристиками перевищують свої аналоги за базовими характеристиками: шириною смуги, рівнем згасання, розмірами, втратами та ін.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ І ВИСНОВКИ

В дисертації вирішена актуальна **проблема** радіофізики – розробки теорії та удосконалення методів аналізу розподілених неоднорідностей у лініях передачі планарного типу, що розташовані у багатошарових планарних структурах, у мікрохвильовому діапазоні частот. У роботі досліджено розсіяння основних хвиль планарних ліній передач на розподілених неоднорідностях у них, в тому числі багатоплощинних та періодичних. Дослідження було виконано за допомогою розвинутого методу поперечного резонансу на основі строгих розв’язків крайових задач для об’ємних резонаторів щодо їхніх спектрів резонансних частот, тобто на основі розв’язків хвильового рівняння макроскопічної електродинаміки.

У роботі отримано наступні нові наукові та практичні результати:

1. Розроблено та досліджено на збіжність уніфіковані алгоритми розрахунку сталої поширення (коефіцієнту уповільнення) основної та вищих типів хвиль для базових ліній передачі планарного типу: екранованої мікросмужкової і щілинної ліній передачі та деяких їх різновидів, а саме МСЛ на підвішеній підкладці та ХЩЛ. Доведена ефективність використання для алгебраїзації крайових задач на власні хвилі рядів за базисом із ортогональних з вагою поліномів. Наведено результати розрахунків частот відсічення та сталих уповільнення хвиль вищого типу, що не поширюються, але мають враховуватися при аналізі неоднорідностей у цих лініях передачі.

Це дозволило вперше побудувати алгоритми для розрахунку дисперсійних характеристик ХЩЛ із металево-діелектричною вставкою, за допомогою якої був змодельований запертий діод у ХЩЛ, а також запропонувати, оптимізувати і експериментально перевірити схему узгодження двох запертих кремнієвих PIN-діодів з основною ХЩЛ та перехід з прямокутного хвилеводу на основну ХЩЛ.

2. Розвинений та удосконалений метод поперечного резонансу для аналізу розподілених неоднорідностей у лініях передачі планарного типу із симетрією у поперечному напрямку. Для 2-портової схеми отримано прості вирази для розрахунку елементів матриці розсіяння на симетричних неоднорідностях та запропоновано методику попереднього аналізу планарних схем за даними розрахунків спектрів власних частот, отриманих з розв’язків крайових задач для об’ємних резонаторів із різними умовами на поздовжніх границях та у площині симетрії.

На базі розвинутого методу поперечного резонансу отримано умову поперечного резонанса у термінах матриці розсіяння для планарної 4-портової схеми, що описує взаємодію між смужковою і щілинною лініями передачі, які розташовані взаємно перпендикулярно по різні боки підкладки. Побудовано метод розрахунку матриці розсіяння для 4-портового переходу між мікросмужковою і щілинною лініями передачі, що базується на строгому розв'язанні крайових задач для об'ємного смужково-щілинного резонатору з урахуванням симетрії структури і усіх можливих видів стоячих хвиль у ній.

3. Побудовано метод розв'язання крайових задач для розрахунку за методом поперечного резонансу характеристик розсіяння основної хвилі МСЛ на вузькому ЩР прямокутної форми в її заземлюючій площині. Модифікація методу, яка полягає у врахуванні вищих поздовжніх гармонік у функціях розподілу поля на щілині $\boldsymbol{E}_0$ та густини струму на смужці $\boldsymbol{J}$, дозволила також за даними розрахунків спектрів власних частот об'ємного резонатору вивчити фізичні ефекти, що пов'язані із взаємним зв'язком між щілинними резонаторами, в тому числі і у періодичних структурах.

На основі цих алгоритмів досліджено поведінку амплітудних і фазових характеристик 1-, 2- і 3-ступеневих періодичних структур на базі ЩР у заземлюючій площині МСЛ. Дослідження показало, що періодичні структури з щілинних резонаторів можуть використовуватися для проектування широкосмугових загороджувальних фільтрів і фільтрів гармонік з різницею фаз між спектральними складовими, що досягає значення π.

4. Удосконалений метод поперечного резонансу для розрахунку матриці розсіяння на щілинних резонаторах складної форми у заземлюючій площині МСЛ. Удосконалення полягає у використанні у процедурі алгебраїзації крайових задач для опису поля на щілині рядів за власними хвилями хвилеводів складного перерізу. Крім того, запропоновано методику розрахунку характеристик розсіяння на двох і більше послідовно включених у лінію передачі ЩР-ів складної форми із врахуванням взаємного зв'язку між ними, що полягає у розв'язанні двох крайових задач для симетричної структури, що включає неоднорідність цілком, із двома різними граничними умовами у площині симетрії резонатору.

Було показано, що ЩР складної форми у заземлюючій площині МСЛ при послідовному включенні їх у лінію передачі взаємодіють один з одним на відстанях, порівнянних із їхнім поздовжнім розміром. Взаємний зв'язок між ЩР призводить до появи додаткових частот резонансного взаємодії між ними і МСЛ, за рахунок чого розширюється смуга запирання основної хвили МСЛ.

5. Вперше побудований метод аналізу повороту ЩЛ на прямий кут методом поперечного резонансу та вивчено закономірності поведінки характеристики розсіяння від геометричних параметрів повороту. Аналіз базується на розрахунку власних частот віртуального резонатору з коротким замиканням на портах. Крайова задача для об'ємного резонатору розв'язується через представлення поля на апертурі неоднорідної щілини у вигляді рядів за власними *TE*-хвилями L-хвилеводу.

Це дозволило з'ясувати, що у разі повороту на 90° ЩЛ з різною шириною щілин на портах зворотні втрати (коефіцієнт відбиття) є значно більшими, ніж у випадку повороту щілини з однаковою шириною щілин на портах. Крім того, прямокутний поворот щілинної лінії передачі з рівною шириною щілин добре узгоджений за втратами, а набіг фази коефіцієнта передачі на повороті ЩЛ має немонотонну залежність від частоти з максимумом на деякій частоті, що залежить від ширини щілини.

6. Побудовано двовимірні власні функцій для магнітного і електричного векторних потенціалів для опису розподілу густини струму у смужковій лінії передачі із східчастою неоднорідністю у ній через розкладання їх в ряди за ортогональними поліномами Чебишова 1-го та 2-го роду. Перевагою використання даних функцій є скорочення часу, що витрачається на розрахунок матриць зв'язку на стику двох смужкових ліній різної ширини, малий порядок системи рівнянь, що розв′язуються, та швидка збіжність алгоритмів.

Побудовано та досліджено на збіжність алгоритми розв'язання крайових задач на резонансні частоти мікросмужкового резонатору із індуктивним або ємнісним відрізками кінцевої довжини. Доведено більшу ефективність базису з ортогональних поліномів для опису розподілу густини струму у неоднорідній смужковій лінії, у порівнянні з тригонометричним базисом.

7. Побудований метод аналізу розподілених симетричних 2-площиннх неоднорідностей у вигляді індуктивного або ємнісного відрізків у МСЛ із додаванням у заземлюючу площину ЩР, звичайного прямокутного або складної форми.

За результатами розрахунків, характеристики розсіяння на симетричних 2-площинних розподілених неоднорідностях у МСЛ мають додаткові частоти резонансного відбиття і пропускання, у порівнянні з характеристиками традиційних східчастих або щілинних неоднорідностей. Показано, що появу додаткових частот резонансної взаємодії пов’язано із тим, що складові 2-площинної неоднорідності взаємодіють одна з одною, що впливає на саму кількість резонансних частот і на взаємне розташування смуг пропускання та запирання за частотою. Це дозволяє поліпшити характеристики і розширити функціональні можливості фільтруючих схем та узгоджуючих ланок, тобто проектувати багатофункціональні схеми мікрохвильового діапазону частот.

8. Доведене прикладне значення наведеного наукового дослідження, а саме:

– Розроблений та промодельований підсилювач потужності інверсного класу *F* на основі GaN транзистора NPTB00004 за схемою із контролем рівня 2-ї та 3-ї гармонік (їхніх амплітуди і фази) у вигляді 2-ланкової періодичної структури на основі вузьких прямокутних ЩР у заземлюючій площині МСЛ. Результати роботи показали перспективність використання 2-площинних планарних структур із ЩР у заземлюючій площині для проектування схем високоефективних підсилювачів потужності мікрохвильового діапазону. Такий підхід дозволив маніпулювати амплітудою і фазами вищих гармонік для отримання високого ККД, що забезпечило високий рівень подавлення вищих гармонік основного сигналу, а також компактність схеми в цілому.

– Для перевірки запропонованої співавтором (Крижановським В.Г.) наближеної методики проектування компактних смуго-пропускних фільтрів на основі відрізків МСЛ довжиною $\lambda/16$ із подавленням паразитних смуг пропускання були розроблені, проаналізовані та експериментально виміряні конструкції компактних фільтрів з використанням ЩР у заземлюючій площині МСЛ. За результатами досліджень були спроектовані мікросмужкові смуго-пропускні фільтри на базі прототипів із числом ланок n=2 та n=4, шириною смуги пропускання відповідно 30 % і 50 % та рівнем згасання основного сигналу поза смугою від –20 до –40 дБ. Щілинні резонатори у заземлюючій площині забезпечили, по-перше, фізичну реалізацію індуктивних елементів фільтру, і, по-друге, високий рівень запирання сигналу поза смугою пропускання.

– Методом поперечного резонансу досліджено характеристики розсіяння основної хвилі МСЛ на Н-подібному ЩР в її заземлюючій площині із поперечним та симетричним розташуванням «гантелей» щодо неї у залежності від геометричних параметрів ЩР. За результатами дослідження запропонована процедура проектування широкосмугового смуго-запирального фільтру на базі такої неоднорідності. Основними перевагами таких фільтрів є їхня компактність та високий рівень загородження у смузі частот.

Загалом, науковий внесок дисертанта має фундаментальну і прикладну сторони. **Фундаментальна сторона** наукового внеску полягає у розробці методів розв'язання задач про розсіяння хвиль на розподілених неоднорідностях у лініях передачі у багатошарових планарних структурах. В процесі дослідження удосконалено метод поперечного резонансу, побудовано цілу низку методів та реалізованих за ними алгоритмів розв'язання тривимірних крайових задач, запропонований спектральний підхід до вивчення характеристик розсіяння за даними розрахунків спектрів власних частот об'ємного резонатору.

Прикладна сторона визначається можливістю вивчати хвильові процеси у планарних схемах, створювати компактні та багатофункціональні пристрої із поліпшеними характеристиками на базі одно- та двоплощинних неоднорідностей у багатошарових планарних структурах.

Таким чином, у 8 розділах дисертації вирішені всі поставлені задачі дослідження.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Монографія і розділ монографії:

1. **Рассохина Ю.В**., Крыжановский В.Г. Планарные полосково-щелевые резонансные структуры с прямоугольными координатными границами. Методы анализа : монография. Донецк : изд-во Апекс, 2010. 168 с.
2. **Yulia V. Rassokhina**, Vladimir G. Krizhanovski and Vasyl Komarov. The Analysis Of Distributed Two-Layers Components In Three-Layer Planar Structure. In book Ilchenko, M., Uryvsky, L., & Globa, L. (Eds.). (2021). *Advances in Information and Communication Technology and Systems. Lecture Notes in Networks and Systems.* P. 359-376. (**Scopus**)

Статті, в яких опубліковано основні наукові результати дисертації:

3. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Преобразователь типов волн на базе Е-плоскостного Т-соединения прямоугольного и П-волноводов. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 2000. №4. С. 31–37 (**Scopus**).
4. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Микрополосковая линия передачи с инверсным трехслойным диэлектрическим заполнением в фильтрующих цепях. *Радиотехника и электроника*. 2001. т. 46, № 10. С. 1206–1211.

5. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Проектирование фильтров СВЧ на индуктивных диафрагмах. *Вестник Харьковского национального университета. Серия "Радиофизика и электроника"*. 2002. Вып. 2, № 570. С. 137–138.
6. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Рудякова А.Н. Строгий анализ структур типа photonic bandgap с прямоугольными координатными границами. *Изв. ВУЗов "Радиоэлектроника"*. 2003. Т. 46, №12. С. 12–19 (**Scopus**).
7. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Анализ волноводно-щелевой линии передачи с прямоугольной металло-диэлектрической вставкой в щели. *Изв. ВУЗов "Радиоэлектроника"*. 2006. Т. 49, №5. С.72–80 (**Scopus**).
8. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Рассеяние на четырехпортовом вертикальном переходе микрополосковая – щелевая линия передачи. *Изв. ВУЗов "Радиоэлектроника"*. 2008. Т. 51, №5. С. 54–65 (**Scopus**).
9. **Rassokhina Yu. V.**, Krizhanovski V.G. Periodic Structure on the Slot Resonators in Microstrip Transmission Line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2009. Vol. 57, No. 7. P. 1694–1699 (**Scopus**).
10. **Рассохина Ю.В.**, Крыжановский В.Г. Периодические структуры на связанных щелевых резонаторах в заземляющем слое микрополосковой линии передачи. *Изв. ВУЗов "Радиоэлектроника"*. 2010. Т. 53, №8. С. 36–42 (**Scopus**).
11. **Рассохина Ю. В**., Крыжановский В. Г. Анализ периодических структур на базе П- и Н-образных щелевых резонаторов в заземляющем слое полосковой линии передачи. *Радиофизика и электроника* (ИРЭ НАНУ, Харьков). 2010. Т. 15, № 4. С. 16–22.
12. **Рассохина Ю. В.**, Крыжановский В. Г., Коваленко В. А. Выходные цепи для усилителей с манипуляцией на гармониках на П-образных щелевых резонаторах. *Вісник Донецького національного університету*, Сер. А: Природничі науки. 2010. Вип. 2. С. 148–152.
13. **Рассохина Ю.В.**, Крыжановский В.Г. Анализ связанных щелевых резонаторов сложной формы в металлизированной плоскости микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса. *Изв. ВУЗов "Радиоэлектроника»*. 2012. Т. 55, №5. С. 29–39 (**Scopus**).
14. **Rassokhina Yu.**, Krizhanovski V. Analysis of Distributed Slot Discontinuity in Microstrip Line Ground Plane. *Computational Problems of Electrical Engineering* (Lviv Polytechnic National University). 2013. Vol. 3, №1. P. 99–106.
15. **Rassokhina Yu.V.**, Krizhanovski V.G., Colantonio P. and Giofrè R. Inverse Class-F Power Amplifier Using Slot Resonators as a Harmonic Filter. *International journal of microwave and optical technology*. 2014. Vol. 9, No 1. P. 49–53. https://www.ijmot.com/ijmot/uploaded/1453519017.pdf (**Scopus**)
16. **Рассохина Ю.В**., Крыжановский В.Г., Коваленко В.А., Colantonio P., Giofrè R. Использование щелевых резонаторов для проектирования усилителя мощности с манипуляцией гармоник. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2014. № 2-3. С. 18–23.
17. **Рассохина Ю.В.**, Крыжановский В.Г. Эффекты взаимной связи между прямоугольными щелевыми резонаторами в заземляющем слое микрополосковой линии передачи. *Прикладная радиоэлектроника*. 2014. №4. С. 420–425.

18. **Рассохина Ю.В.**, Крыжановский В.Г. Режекторный фильтр на Н-образном щелевом резонаторе в экранирующем слое микрополосковой линии. *Радиотехника. Всеукраинский межвед. н.-т. сб., Харьков*. 2015. Вып. 182. С. 129–136.
19. **Рассохіна Ю.В**. Крижановський В.Г., Коваленко В.О. Наближений метод розрахунку компактного фільтру із щілинними резонаторами. *Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. 2016. № 67. С. 18–24 (**WoS**).
20. **Рассохина Ю.В.**, Крыжановский В.Г. Метод анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Часть 1: Анализ скачка ширины в микрополосковой линии методом поперечного резонанса. *Радиотехника. Всеукраинский межвед. н.-т. сб., Харьков*. 2016. Вып. 187. С. 91–99. **Rassokhina Yu.V.**, Kryzhanovskii V.G. A method for analyzing irregularities in stripline-slot structures. Part 1: Analysis of a width jump in a microstrip line by the transverse resonance method. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2017. Volume 76, Issue 8. P 653–665. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v76.i8.10
21. **Рассохина Ю.В.**, Крыжановский В.Г. Метод анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Часть 2: Анализ комплексных неоднородностей в трехслойных планарных структурах. *Радиотехника. Всеукраинский межвед. н.-т. сб., Харьков*. 2017. Вып. 188. С. 20–25. Rassokhina Yu. V., Kryzhanovskii V. G. A method for analyzing irregularities in stripline-slot structures. Part 2: Analysis of complex irregularities in three-layer planar structures. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2017. Volume 76, Issue 12. P. 1049–1056. **DOI:**10.1615/TelecomRadEng.v76.i12.20
22. **Rassokhina Yu. V**., Krizhanovski V. G. The Analysis of Distributed Two-Layers Components in Three-Layer Planar Structure. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. Radioaparatobuduv*. 2018. № 72. P. 5-12 (**WoS**).
23. **Рассохіна Ю.В.**, Крижановський В.Г. Аналіз східчастої неоднорідності у мікросмужковій лінії передачі методом поперечного резонансу: спосіб алгебраїзації крайових задач. *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб*. 2019. Вип. 196. С. 117–129.
24. Комаров В.Ф., **Рассохіна Ю.В.**, Крижановський В.Г. Синтез компактного фільтра нижніх частот на гантелеподібних щілинних резонаторах. *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб*. 2019. Вип. 197. С. 50–55.

Патенти України на корисну модель:

25. **Рассохіна Ю.В.**, Крижановський В.Г. Мікросмужковий фільтр з щілинними резонаторами. Патент України на корисну модель № 80302. Заявка від 09.11.2012, Видано **27.05.2013**. Бюл. №10.
26. **Рассохіна Ю.В.**, Крижановський В.В. Мікросмужковий фільтр зі щілинними резонаторами. Патент України на корисну модель № 99638. **10.06.2015**. Бюл. № 11.
27. **Рассохіна Ю.В.**, Крижановський В.Г. Мікросмужковий фільтр з щілинними резонаторами. Патент України на корисну модель № 128809. Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні моделі **10.10.2018.**

Заявка від 02.04.2018 номер u 2018 03467, дата, з якої є чинними права на корисну модель 10.10.2018. Бюл. №19.

Праці, що підтверджують апробацію матеріалів дисертації:

28. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В.** Расчет фильтра гармоник на прямоугольных диэлектрических резонаторах в МПЛ. Материалы 9 междунар. Крымской конф. «*СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*» 13-16 сент. 1999 г. СГТУ, Севастополь. С. 254-255.
29. Rassokhina **J.V**., Rudiakova A.N., Krizhanovsky V.G. Accurate analysis of PBG structures for high efficiency power amplifier design. *2002 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, MMET*02 : Conf. Proc. MMET*02, Kiev, Ukraine, September 10-13, 2002. Vol. 1. P. 263-265.
30. Rudiakova A.N., **Rassohina Yu.V**., Krizhanovski V.G. The photonic bandgap microstrip class-E amplifier / *2002 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, MMET*02 : Conference proceedings Vol. 1. P. 267-269.
31. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Широкополосный СВЧ переход с развязкой по постоянному току на базе экранированной несимметричной линии передачи /В кн. «*13-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*" Севастополь, 8-12 сентября 2003 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2003. С.473-474.
32. Krizhanovskii V.G., **Rassokhina J.V**. Broadband microwave transition with a dc-decoupling on the basis of a screened antipodal finline. MSMW’2004. The Fifth International Kharkov Symposium “*Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves*”, Kharkov, Ukraine, June 21-26, 2004. V. 2. P. 710-712.
33. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**., Бабко Д.В., Пожидаев И.А. Анализ волноводно-щелевой линии передачи с «диодной» диэлектрической вставкой в щели. В кн. «*15-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*" Севастополь, 12-16 сентября 2005 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2005. Т. 2. С. 527-528.
34. Krizhanovski V. G., **Rassohina Ju. V.** The analysis and matching of finline with "open diode" in slot. Proceedings of the "*11 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*" MMET*06, June 26-29, 2006. Kharkiv, Ukraine, 2006. P. 500-502. ISBN 1-4244-0490-8.
35. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В.** Расчет матрицы рассеяния четырехпортового пересечения микрополосковая –щелевая линии передачи. В кн. «*16-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*" Севастополь, 10-14 сентября 2006 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2006. С. 542-543.
36. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Периодические структуры на щелевых резонаторах в микрополосковой линии передачи. В кн. «17-я международная Крымская конференция "*СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*" Севастополь, 10-14 сентября 2007 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2007. С.479-480.

37. Krizhanovski V. G., **Rassokhina Yu. V**. Transverse resonance technique application for the rectangular slot line bend. Proceedings of the "*12 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*" MMET*08, June 29- July 02, 2008. Odessa, Ukraine, 2008. P. 179-181.
38. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Анализ П-образных щелевых резонаторов в подложке микрополосковой линии передачи // В кн. «19-я международная Крымская конференция "*СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*" Севастополь, 14-18 сентября 2009 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2009. Т.2. С. 509–510.
39. Krizhanovski V.G., **Rassokhina Yu.V**. Analysis of H-slot resonators in microstrip line ground plane // MSMW’2010. Proceedings 2010 *International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves*. Kharkov, Ukraine, June 21-26, 2010. E-13. ISBN: 978-1-4244-7898-9. IEEE Catalog Number: CFP10780-CDR.
40. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю. В**. Анализ Н-образных щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // В кн. «20-я международная Крымская конференция "*СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*" Севастополь, 13-17 сентября 2010 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2010. Т.2. С.649–650.
41. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю. В**. Модификация метода поперечного резонанса для анализа щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи. В кн. «21-я международная Крымская конференция "*СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*" Севастополь, 12-16 сентября 2011 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2011. Т.2. С.1120–1121.
42. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю. В**. Выходная цепь усилителя класса F^{-1} с щелевыми резонаторами в микрополосковой линии передачи // В кн. «21-я международная Крымская конференция "*СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*" Севастополь, 12-16 сентября 2011 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2011. Т.1. С.141-142.
43. **Rassokhina Yu.V**., Krizhanovski V.G. Analysis of H-shaped slot resonators in microstrip line ground plane for stopband filter design // International Conference on Antenna Theory and Techniques, 20-23 September, 2011, Kyiv, Ukraine. – P. 350-352.
44. **Rassokhina Yu.V**., Krizhanovski V.G. The traяnsverse resonance technique for analysis of irregular distributed slot discontinuity in microstrip line ground plane // MMET*12. Proceeding of the 14th International Conference on Mathematical Methods In Electromagnetic Theory. Kharkiv, Ukraine, August 28-30, 2012. – p. 113-116. ISBN: 978-1-4673-4479-1.
45. **Рассохина Ю. В**., Крыжановский В.Г. Метод поперечного резонанса для анализа связанных О-образных щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи. В кн. «22-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, 10-14 сентября 2012 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2012. Т. 2. С. 577-578.

46. Крыжановский В.Г., **Рассохина Ю.В**. Анализ неоднородности в виде скачка ширины микрополосковой линии методом поперечного резонанса. В кн. «23-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, 9-13 сентября 2013 г.: Материалы конференции». Севастополь: "Вебер", 2013. Т.2. С.661-662.

47. **Rassokhina Yu.V.**, Krizhanovski V. G., Colantonio P., Giofrè R. Inverse Class-F Power Amplifier Using Slot Resonators as a Harmonic Filter. *14th International Symposium on Microwave and Optical Technology,* Proceedings, KL, MALAYSIA, October 28-31, 2013. P. 95-98.

48. **Rassokhina Yu. V.**, Krizhanovski V.G. The Mutual Coupling of Rectangular Slot Resonators in Microstrip Line Ground Plane. *"Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science"* Proceedings of the International Conference TCSET'2014. Lviv-Slavske, Ukraine February 25 – March 1, 2014. P. 151.

49. **Rassokhina Yu.V.**, Krizhanovski V. G. Microstrip Line Transformator Design by Transverse Resonance Technique. *MIKON 2014, 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, Proc., June 16-18, Gdansk, Poland. P.206-208. **DOI:** 10.1109/MIKON.2014.6899856

50. **Rassokhina Yu.**, Kryzhanovski V. Comparison of Characteristics of Discontinuities in the Form of High-Impedance Section of Microstrip Line and a Section with Slot Resonator in Ground Plane.Збірник матеріалів Міжнародної науково-технічної конференції з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки *УкрМіКо'2016*. Київ 11-15 вересня 2016 р. 2016. С. 288-292. Rassokhina Y., Krizhanovski V. Comparison of characteristics of discontinuities in the form of high-impedance section of microstrip line and a section with slot resonator in grounding plane. *2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications* (UkrMiCo). 2016. Pages: 1–3, DOI: 10.1109/UkrMiCo.2016.7739619 (**IEEE Conferences).**

51. **Yulia Rassokhina**; Vladimir Krizhanovski. Scattering characteristics of complex inductive discontinuities in three-layer planar structures. *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics* (UkrMiCo), Year: 2017, Pages: 1 – 4 (**IEEE Conferences). DOI:** 10.1109/UkrMiCo.2017.8095387

52. **Yulia V. Rassokhina**; Vladimir G. Krizhanovski. The microstrip line step discontinuity analysis by transverse resonance technique: Method of boundary value problem algebraization. *2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelecrtronics, Telecommunications and Computer Engineering* (TCSET). Year: 2018. Pages: 632 – 636 (**IEEE Conferences). DOI:** 10.1109/TCSET.2018.8336281

53. **Yulia V. Rassokhina**, Dmitrii Chernov, Paolo Colantonio, High-Efficiency Microwave Power Amplifier on Basis of Defected Ground Structure Resonators. *2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics* (UkrMiCo), Year: 2018, Pages: 1 – 4 (**IEEE Conferences). DOI:** 10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047524

54. Vasyl' Komarov, Oleksij Barybin, **Yulia V. Rassokhina**, Vladimir G. Krizhanovski Dumbbell-Shaped DGS Resonator Filter for High-Efficiency Microwave Power Amplifiers. *2018 International Conference on Information and*

Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Year: 2018, Pages: 1 – 4 (**IEEE Conferences). DOI:** 10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047537

55. **Yulia Rassokhina**; Vladimir Krizhanovski; Vasyl' Komarov. Analysis of Symmetric Two-Layer Discontinuity in Microstrip Line: Capacitive Section in Microstrip Line and Comb Slot Resonator in Ground Plane. *2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics* (UkrMiCo), Year: 2019, Pages: 1 – 5 (**IEEE Conferences). DOI:** 10.1109/UkrMiCo47782.2019.9165526

56. **Y. V. Rassokhina**, D. V. Chernov and P. Colantonio, "High-Efficiency Microwave Power Amplifier with Higher Harmonics Level Control on Basis of Defected Ground Structure Resonators," 2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON), Warsaw, Poland, 2020, pp. 88-91, doi: 10.23919/MIKON48703.2020.9253835.

АНОТАЦІЯ

Рассохіна Ю. В. Методи аналізу неоднорідностей у багатошарових планарних структурах. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора фізико-математичних наук за спеціальністю 01.04.03 «Радіофізика». – Донецький національний університет імені Василя Стуса МОН України, Вінниця, 2021.

У дисертації розв’язується актуальна **проблема** радіофізики та прикладної електродинаміки – розробки теорії та удосконалення методів аналізу розподілених неоднорідностей у лініях передачі планарного типу, що розташовані у багатошарових планарних структурах, у мікрохвильовому діапазоні частот. **Мета роботи** полягає у дослідженні характеристик розсіяння на розподілених та багатоплощинних неоднорідностях у лініях передачі планарного типу у багатошарових планарних структурах, а також у вивченні закономірностей поведінки характеристик розсіяння на них, і у розробці на їх основі нових конструкцій мікрохвильових пристроїв із поліпшеними властивостями за електродинамічними характеристиками, розмірами і функціональними можливостями. **Наукова новизна** результатів, отриманих у дисертаційній роботі, полягає у розвитку та удосконаленні методу поперечного резонансу для аналізу розподілених багатоплощинних неоднорідностей у планарних лініях передачі, у розвитку методів розрахунку спектрів резонансних частот об’ємних резонаторів на лініях передачі із неоднорідностями на базі строгого розв’язку крайових задач із відповідними граничними умовами, розробці методики визначення точок резонансної взаємодії неоднорідностей із лінією передачі для симетричних багатошарових структур на прикладі 2-портових схем, а також у виявленні та вивченні нових фізичних явищ і ефектів, пов'язаних із взаємодією цих неоднорідностей.

Досліджено характеристики розсіяння хвилевідно-щілинної лінії передачі із металево-діелектричним включенням, що моделює запертий PIN діод; 4-портової планарної схеми вертикального переходу між мікросмужковою (МСЛ) та щілинною (ЩЛ) лініями передачі, які розташовані взаємно-перпендикулярно по різні боки підкладки; періодичних структур на базі вузьких прямокутних

щілинних резонаторів (ЩР) у заземлюючій площині регулярної МСЛ. Вивчено ефекти взаємного зв'язку ЩР прямокутної та складної форми, що послідовно включені у заземлюючу площину МСЛ та показано, що ЩР складної форми взаємодіють один з одним на відстанях, порівнянних із їхнім поздовжнім розміром, а характеристика розсіяння на них містить додаткові частоти резонансної взаємодії між сигнальною лінією передачі і розподіленою неоднорідністю. За методом поперечного резонансу вивчено характеристики розсіяння повороту ЩЛ на прямий кут; східчастої неоднорідності кінцевої довжини (індуктивної та ємнісної) у МСЛ; 2-площинних симетричних неоднорідностей, що складаються із східчастої неоднорідності у МСЛ та ЩР прямокутної та складної форми у її заземлюючій площині. На базі розроблених методів аналізу неоднорідностей у тришарових планарних структурах розроблено схему високоефективного підсилювача потужності із контролем рівня вищих гармонік сигналу, запропоновано методику проектування смуго-пропускних фільтрів із поліпшеними характеристиками згасання сигналу поза смугою та методику проектування смуго-запиральних фільтрів на базі Н-подібних ЩР. Одержані результати мають велику практичну цінність в галузі радіофізики та мікроелектроніки.

Ключові слова: планарна структура, мікросмужкова лінія, щілинна лінія, щілинний резонатор, об'ємний резонатор, розподілена неоднорідність, власна частота, періодична структура, метод поперечного резонансу.

АННОТАЦИЯ

Рассохина Ю. В. Методы анализа неоднородностей в многослойных планарных структурах. – Квалификационная научная работа на правах рукописи.

Диссертация на соискание ученой степени доктора физико-математических наук по специальности 01.04.03 «Радиофизика». – Донецкий национальный университет имени Василя Стуса МОН Украины, Винница, 2021.

Диссертация посвящена решению актуальной **проблемы** радиофизики и прикладной электродинамики – разработки теории и усовершенствования методов анализа распределенных неоднородностей в линиях передачи планарного типа, расположенных в многослойных планарных структурах, в микроволновом диапазоне частот. **Цель работы** заключается в исследовании характеристик рассеяния на распределенных и многоплоскостных неоднородностях в линиях передачи планарного типа в многослойных планарных структурах, а также в изучении закономерностей поведения характеристик рассеяния на них, и в разработке на их основе новых конструкций микроволновых устройств с улучшенными свойствами по электродинамическими характеристиками, размерам и функциональным возможностям. **Научная новизна** результатов, полученных в диссертационной работе, заключается в развитии и усовершенствовании метода поперечного резонанса для анализа распределенных многоплоскостные неоднородностей в планарных линиях передачи, в развитии методов расчета спектров резонансных частот объемных резонаторов на линиях передачи с неоднородностями на базе строгого решения краевых задач с соответствующими граничными условиями, разработке методики определения точек резонансного взаимодействия неоднородностей с линией передачи для симметричных многослойных структур на примере 2-портовых схем, а также в выявлении и изучении новых физических явлений и эффектов, связанных с взаимодействием этих неоднородностей.

Исследованы характеристики рассеяния волноводно-щелевой линии передачи с металлодиэлектрической вставкой, которая моделирует закрытый PIN диод; 4-портовой планарной схемы вертикального перехода между микрополосковой (МПЛ) и щелевой (ЩЛ) линиями передачи, которые расположены взаимно-перпендикулярно по разные стороны подложки; периодических структур на основе узких прямоугольных щелевых резонаторов (ЩР) в заземляющей плоскости регулярной МПЛ. Изучены эффекты взаимной связи ЩР прямоугольной и сложной формы, последовательно включенных в заземляющую плоскость МПЛ, и показано, что ЩР сложной формы взаимодействуют друг с другом на расстояниях, сравнимых с их продольным размером, а характеристика рассеяния на них содержит дополнительные частоты резонансного взаимодействия между сигнальной линией передачи и распределенной неоднородностью. Методом поперечного резонанса изучено характеристики рассеяния поворота ЩЛ на прямой угол; ступенчатой неоднородности конечной длины (индуктивной и емкостной) в МПЛ; 2-плоскостных симметричных неоднородностей, состоящие из ступенчатой неоднородности в МПЛ и ЩР прямоугольной и сложной формы в ее заземляющей плоскости. На базе разработанных методов анализа неоднородностей в трехслойных планарных структурах разработана схема высокоэффективного усилителя мощности с контролем уровня высших гармоник сигнала, предложена методика проектирования полосно-пропускающих фильтров с улучшенными характеристиками затухание сигнала вне полосы и методику проектирования полосно-запирающих фильтров на базе Н-образных ЩР. Полученные результаты имеют большую практическую ценность в области радиофизики и микроэлектроники.

Ключевые слова: планарная структура, микрополосковая линия, щелевая линия, щелевой резонатор, объемный резонатор, распределенная неоднородность, собственная частота, периодическая структура, метод поперечного резонанса.

ABSTRACT

Rassokhina Yu. V. Analysis methods of a discontinuities in multilayer planar structures. – Manuscript of qualifying scientific work.

Thesis for doctor of science degree in physics and mathematics by specialty 01.04.03 “Radiophysics”. – Vasyl’ Stus Donetsk National University of the Ministry of Education and Science of Ukraine, Vinnitsa, 2021.

This dissertation presents the solution for the actual problem of radiophysics and applied electrodynamics – the development and improvement of analysis methods of multiplane distributed discontinuities in planar transmission lines located in multilayer planar structures in microwave frequency band. The objective of this work is to study the scattering characteristics by distribution and multiplane discontinuities in planar transmission lines in multilayer planar structures, investigation of new physics phenomena and wave processes regularities in such structures, and development of new microwave devices constructions with improved capabilities in both scattering characteristics and dimensions and functional. The dissertation novelty lies in development and improvement of transverse-resonance method for distributed multilayer discontinuities in planar transmission lines analysis, development of eigen frequency spectrum calculation methods for volume resonators based on transmission lines with discontinuities using rigorous solution of boundary problems with corresponding boundary conditions, development of determining technique of resonant interaction points between discontinuities and fed transmission line for symmetrical multilayer structures, and revelation and study of new physics phenomena and effects, related with discontinuities interaction.

Scattering characteristics are investigated for the finline with metal-dielectric insertion modeling the opened PIN-diode; four-port planar circuit contained vertical transition between microstrip line (MSL) and slot line (SL) located transversely spaced by different sides of substrate; periodical structures on the base of narrow rectangular slot resonators (SR) in regular MSL ground plane. The mutual coupling effects between complex-shaped SR's by series located in ground plane of MSL are investigated. Scattering characteristics of the SL 90° bend; finite length step discontinuity (inductive and capacitive) in MSL; two-plane symmetrical discontinuities formed by the step discontinuity in MSL and the rectangular and complex form SR in ground plane are investigated by the transverse resonance method. The circuit of high efficiency amplifier with higher harmonics level control is designed using the developed methods of multilayer planar structures analysis; the design technique for the band-pass filters with improved attenuation characteristics beyond the pass-band and for the stop-band filters on the base of H-shaped SR is proposed. The obtained results have large practical value in the radiophysics and microelectronics area.

Keywords: planar structure, microstrip line, slot line, slot resonator, volume resonator, discontinuity, eigen frequency, periodic structure, transverse resonance method

Підписано до друку 01.03.2021.
Формат 60х84/16. Папір офсетний.
Друк цифровий. Гарнітура Times New Roman
Друк. арк. 2,5. Умов. друк. арк. 1,9.
Наклад 100 прим. Зам. №1287/1.

Віддруковано з оригіналів замовника.
ФОП Корзун Д.Ю.

Свідоцтво про державну реєстрацію фізичної особи-підприємця
серія В02 № 818191 від 31.07.2002 р.
21027, м. Вінниця, вул. Келецька, 51а, прим. 143.
Тел.: (096) 973-09-34, (093) 891-38-52.
e-mail: info@tvoru.com.ua
http://www.tvoru.com.ua