

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ “ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА”

ОБОРЖИЦЬКИЙ ВАЛЕРІЙ ІВАНОВИЧ



УДК 621.372.8

**РОЗВИТОК ТЕОРІЇ ТА АНАЛІТИЧНИХ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ
ЕФЕКТИВНОСТІ ПРОЕКТУВАННЯ ЛІНІЙНИХ ПАСИВНИХ ПРИСТРОЇВ
ДЛЯ ІНТЕГРОВАНИХ СХЕМ НАДВИСОКОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ**

05.12.13 – радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Львів–2016

Дисертацією є рукопис

Робота виконана у Національному університеті “Львівська політехніка”
Міністерства освіти і науки України

Науковий консультант: Заслужений працівник освіти України,
доктор технічних наук, професор
Прудиус Іван Никифорович,
Національний університет “Львівська політехніка”,
Міністерство освіти і науки України, директор Інституту
телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Крижановський Володимир Григорович,
Донецький національний університет, Міністерство освіти і
науки України, професор кафедри радіофізики та кібербезпеки

доктор технічних наук, професор
Манойлов Вячеслав Пилипович,
Житомирський державний технологічний університет,
Міністерство освіти і науки України, завідувач кафедри
радіотехніки, радіоелектронних апаратів та телекомунікацій

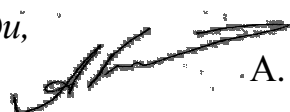
доктор технічних наук, професор
Семенко Анатолій Іларіонович,
Державний університет телекомунікацій,
Міністерство освіти і науки України, професор кафедри
телекомунікаційних систем

Захист відбудеться “ 4 ” лютого 2016 р. о 14 год. на засіданні спеціалізованої
вченої ради Д 35.052.10 у Національному університеті “Львівська політехніка” за
адресою: 79013, м. Львів, вул. Ст. Бандери, 12, ауд. 226 Головного корпусу.

З дисертацією можна ознайомитись у науково-технічній бібліотеці
Національного університету “Львівська політехніка” за адресою: 79013, м. Львів,
вул. Професорська, 1.

Автореферат розіслано “ 28 ” грудня 2015 р.

*Вчений секретар спеціалізованої вченої ради,
доктор технічних наук, професор*



А. П. Бондарев

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Невід'ємною частиною надвисокочастотних трактів радіотехнічних та телекомунікаційних систем різноманітного призначення, виготовлених за технологією гібридних інтегрованих схем (ГІС) є пристрої, що виконують функції розподілу і спрямованого відгалуження потужності сигналів надвисокої частоти, керування їх амплітудою та фазою, забезпечують комутацію каналів проходження сигналу та його частотну вибірність. Такі пристрої, утворені поєднанням відрізків смужкових ліній передачі, елементів (індуктивностей, ємностей, активних опорів) з розподіленими і зосередженими параметрами, а також напівпровідникових елементів, що працюють в режимі ключа чи керованої реактивності, відносяться до класу лінійних взаємних пасивних пристроїв (ЛВПП) і використовуються в структурі ГІС в першу чергу завдяки простоті їх планарної реалізації в єдиному за певних умов технологічному циклі з можливістю отримати задані робочі параметри і знизити собівартість радіотехнічної системи.

Розвиток схемотехніки, теорії і методів розрахунку ЛВПП в інтегрованому виконанні дозволив створити низку широковідомих схемних рішень. Роботи S. Cohn, E. Jones, G. Matthaei, L. Young, B. Oliver, E. J. Wilkinson, J. Reed і G. Wheeler служили основою для розробки і пізнішої модифікації пристроїв на зв'язаних лініях передачі, подільників та суматорів потужності, пристроїв на базі симетричних восьмиполісників. Подальші дослідження смужкових ЛВПП знайшли своє відображення в роботах А. Л. Фельдштейна, Л. Р. Явича, Л. Г. Малорацкого, в роботах Нефьодова Є. І. і Гвоздева В. І. стосовно проектування об'ємних ГІС, в роботах колективів під керівництвом Б. В. Сестрорецького, М. Т. Бови, І. Б. Вендик по розробці пристроїв дискретного керування фазою сигналу.

У роботах згаданих вище авторів та колективів, а також у інших відомих публікаціях приводяться аналітичні співвідношення, які дозволяють на заданій частоті за заданими значеннями робочих параметрів (РП) виконати розрахунок електричних параметрів (ЕП) елементів еквівалентних схем ЛВПП (значень хвильових опорів та електричної довжини відрізків ліній передачі, значень реактивних елементів та опорів). Вказані співвідношення отримано з використанням одномодового наближення, тобто за умови взаємодії елементів структури на основному типі хвилі. Розраховані за ними значення ЕП дають можливість здійснити перехід до конструктивних параметрів (КП) елементів пристрою (ширини та довжини смужкових ліній, відстані між лініями з електромагнітним зв'язком, розмірів реактивних шлейфів, розмірів елементів з розподіленими параметрами, дискретних елементів). Проте в існуючих аналітичних співвідношеннях через введення ряду спрощень і обмежень, зумовлених використанням трудомістких етапів переходу між елементами класичних і хвильових матриць, не враховано вплив суттєвих факторів, а саме: різниці фазових швидкостей нормальних мод відрізків зв'язаних смужкових ліній передачі з неоднорідним діелектричним заповненням; додаткових фазових затримок сигналу, викликаних реальними, а не точковими розмірами дискретних елементів схеми; неоднорідностей в структурі пристрою; еквівалентних параметрів комутуючих елементів, відмінних від

ідеалізованого подання. Оскільки, в цьому випадку за результатами обчислень вимагається подальше відпрацювання та доведення схеми пристрою, тому застосування при розрахунках аналітичних співвідношень, які враховують вплив вказаних факторів, дозволяє підвищити ефективність проектування ЛВПП. Запис таких співвідношень можливий з використанням нового узагальненого підходу, розробленого на основі розвитку теорії високочастотних кіл і багатополісників.

Для кожного відомого варіанту схеми ЛВПП існують свої обмеження на допустимі значення РП, на можливість забезпечити бажані частотні властивості і зменшити розміри. Вирішення вказаних проблем вимагає створення нових чи модифікованих схемних рішень, і в першу чергу на базі відрізків зв'язаних смужкових ліній передачі (ЗСЛ), використання яких гальмується відсутністю відповідних методів розрахунку та необхідністю компенсації суттєвого негативного впливу різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ.

Комп'ютерні засоби та системи автоматизованого проектування (САПР) дозволяють замінити трудомістку процедуру експериментального доведення початкового варіанту конструкції її моделюванням. Дослідження можливостей поширених САПР стосовно розробки ЛВПП в інтегрованому виконанні показує, що переважна більшість сучасних програмних продуктів орієнтовані на виконання електродинамічного моделювання (ЕМ), чи схемотехнічного моделювання (СМ) планарних структур та на їх оптимізацію, вихідними даними для здійснення яких служать конструктивні параметри елементів схеми. В той же час процедура безпосереднього синтезу КП за заданими робочими параметрами у більшості випадків практично відсутня. Аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми, записані в одномодовому наближенні, дозволяють отримати значення КП, які необхідні для комп'ютерного моделювання. Їх використання в якості вихідних для процедури оптимізації значно скорочує затрати часу на пошук напряму оптимізації і досягнення цільової функції, підвищує точність комп'ютерного моделювання і тим самим зменшує витрати на розробку пристрою.

Бурхливий розвиток телекомунікаційної галузі ставить вимоги до створення термінальної апаратури бездротових систем, яка б при мінімальних можливих габаритах забезпечувала роботу одночасно у двох частотних смугах різних телекомунікаційних стандартів. Цей напрямок передбачає в першу чергу розробку варіантів двочастотних ЛВПП надвисокочастотного тракту, що потребує розвитку методології проектування таких пристроїв та розробки на її основі аналітичних методів розрахунку ЕП елементів нових та модифікованих схем.

Приведені викладки вказують на *актуальність* та доцільність досліджень в напрямку розвитку теоретичних положень, які б дозволяли удосконалити існуючі аналітичні методи розрахунку в одномодовому наближенні для відомих схемних рішень і давали можливість розробляти такі методи для нових варіантів схем смужкових ЛВПП, в тому числі і з двочастотним режимом роботи, розв'язуючи тим самим **протириччя** між необхідністю підвищення ефективності проектування ЛВПП за критеріями забезпечення високих технічних параметрів, скорочення затрат на розробку, покращення технологічних і масо-габаритних показників, розширення функціональних можливостей з одного боку і складністю реалізації вказаних вимог

за умов обмеженого набору варіантів схем ЛВПП та обмежень існуючих аналітичних методів їх розрахунку стосовно можливості врахування впливу вказаних вище суттєвих факторів з другого боку.

Розв'язок вказаного протиріччя складає зміст важливої **науково-прикладної проблеми** підвищення ефективності проектування лінійних взаємних пасивних пристроїв для надвисокочастотних інтегрованих схем радіотехнічних і телекомунікаційних систем на підставі розробки нових і удосконалення існуючих схемних рішень та аналітичних методів їх розрахунку з забезпеченням високих технічних параметрів і економічних показників.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Напрямок досліджень відповідає науковому напрямку кафедри радіоелектронних пристроїв та систем Національного університету «Львівська політехніка» «Дослідження в галузі радіотехнічних систем мікрохвильового діапазону, багатоспектральних систем дистанційного зондування об'єктів і сцен, антен, антенних решіток та вузлів сантиметрового та міліметрового діапазонів радіохвиль». Здобувач був виконавцем держбюджетних науково-дослідних робіт кафедри «Розробка принципів побудови інтегрованих активно-пасивних засобів радіомоніторингу мікрохвильового діапазону», 2007-2009 рр., № держ. реєстрації 0107U000827; «Розробка методологічних основ побудови адаптивних багатоспектральних засобів спостереження в системах моніторингу і управління для розв'язку загальноінженерних і спеціальних задач», 2010-2012 рр., № держ. реєстрації 0110U001104; «Розробка засад застосування та обробки сигналів перспективних сенсорів для космічних апаратів і для наземних камер», 2013-2014 рр., № держ. реєстрації 0113U001355; та договору №0397 Проведення випробувань дослідного зразка РПА 1810. Виготовлення і поставка РПА 1810 (2 компл.) на КИС ДП «ВО «ПМЗ», пуско-налагодочні роботи, 2012-2014 рр.

Мета і задачі дослідження.

Метою дисертаційної роботи є розвиток теорії високочастотних кіл та багатополіосників і розробка на її основі ефективних методів проектування в одномодовому наближенні лінійних взаємних пасивних пристроїв розподілу потужності та керування фазою сигналів з удосконаленими та новими схемними рішеннями для застосування в інтегрованих схемах надвисокочастотного діапазону.

Для досягнення поставленої мети потрібно було розв'язати наступні **задачі**:

1) розвинути теоретичні положення, які б давали можливість удосконалити відомі та розробити нові методи розрахунку в одномодовому наближенні смужкових ЛВПП з метою підвищення ефективності проектування при подальшому числовому електродинамічному моделюванні та оптимізації засобами САПР;

2) узагальнити підходи до проектування класів однотипних смужкових ЛВПП таких, як пристрої фазової і групової затримки сигналу, трансформатори імпедансу, подільники потужності, в тому числі з можливістю реалізації на базі відрізків зв'язаних ліній передачі, та розробити аналітичні методи розрахунку електричних параметрів елементів як відомих схем, так і запропонованих нових з врахуванням факторів суттєвого впливу на робочі параметри;

3) на основі розвитку теорії симетричних спрямованих восьмиполіусників розробити аналітичні методи розрахунку з забезпеченням вимог стосовно розподілу сигналу, підвищення рівня спрямованості, габаритів відомих і запропонованих нових варіантів схем смужкових спрямованих відгалужувачів, в тому числі на базі відрізків зв'язаних ліній передачі;

4) розвинути теоретичні положення стосовно пристроїв з дискретною зміною стану, на основі яких розробити аналітичні методи розрахунку багатоканальних променевих перемикачів та дискретних фазообертачів з можливістю врахування еквівалентних параметрів різного типу комутуючих елементів;

5) розвинути та узагальнити підходи до проектування смужкових ЛВПП з двома робочими смугами частот, на основі чого розробити нові варіанти таких схем та методи їх розрахунку.

Об'єктом дослідження є процес проектування лінійних взаємних пасивних пристроїв розподілу потужності та керування фазою надвисокочастотних сигналів в структурі інтегрованих схем радіотехнічного та телекомунікаційного призначення.

Предметом дослідження є схемна реалізація та аналітичні методи розробки надвисокочастотних ЛВПП розподілу потужності і керування фазою сигналів в смужковому виконанні.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених завдань застосовувалися теорія кіл з розподіленими параметрами, теорія високочастотних багатополіусників та матричні методи їх аналізу, методи лінійної алгебри, числові ітераційні методи, комп'ютерне схемотехнічне та електродинамічне моделювання в середовищі САПР «Microwave Office» (MWO), а також за допомогою прикладного пакету MathCAD 2000 Professional, експериментальні дослідження розроблених макетів ЛВПП з використанням панорамних вимірювачів КСХН та коефіцієнта передачі.

Наукова новизна одержаних результатів.

При виконанні роботи в процесі теоретичних досліджень, виконання розрахунків, комп'ютерного моделювання та експериментальних вимірювань вирішено зазначену науково-прикладну проблему, що забезпечено такими новими науковими результатами:

1. Дістала подальшого розвитку теорія високочастотних симетричних кіл та багатополіусників, в результаті чого одержано нові аналітичні співвідношення, які, на відміну від відомих, встановлюють зв'язок:

– між хвильовими параметрами симетричного взаємного лінійного багатополіусника, ідеально спрямованого восьмиполіусника з повною симетрією та вхідними імпедансами їх парціальних складових синфазно-протифазного збудження з формулюванням в термінах вхідних імпедансів умов ідеального узгодження і розв'язки плечей багатополіусника, забезпечення заданого розподілу потужності спрямованим восьмиполіусником, умов реалізації чотириполіусників з заданою фазовою, груповою затримкою та з режекцією сигналу на заданій частоті;

– вхідних імпедансів парціальних двополіусників синфазно-протифазного збудження симетричного взаємного чотириполіусника з його комплексним вхідним опором та комплексним опором навантаження;

2. За результатами розвитку теорії симетричних багатополіусників вперше:

– отримано нові аналітичні співвідношення для розрахунку електричних параметрів елементів схем пристроїв трансформації імпедансу, фазової та групової затримки сигналу на базі відрізка зв'язаних ліній передачі з одностороннім, двостороннім та діагонально-симетричним навантаженням і з використанням для компенсації впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод дискретних реактивних елементів і реактивних шлейфів при різному, на відміну від відомих методів, їх розміщенні і заданих значеннях хвильових опорів відрізка, а також з використанням відрізків ліній на входах та між парою кінців зв'язаних ліній;

– отримано аналітичні співвідношення для розрахунку електричних параметрів елементів нових схем режекторних фільтрів на відрізку зв'язаних ліній і двоканального типу з фіксованою та регульованою частотою режекції.

– отримано нові аналітичні співвідношення для розрахунку балансних рівноплечих подільників (суматорів) потужності на базі відрізків ізольованих та зв'язаних ліній передачі з доповненням їх схеми додатковими реактивними елементами для досягнення бажаних характеристик, де, на відміну від відомих методів, вперше передбачена можливість врахування поряд з довжиною резистивної ланки наявної у неї реактивної складової, можливість компенсації впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод при використанні відрізків зв'язаних ліній, а також можливість компенсації впливу неоднорідностей у складі подільників завдяки підходу, ґрунтованому на доповненні схеми пристрою еквівалентними схемами самих неоднорідностей. З застосуванням такого підходу вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку шлейфної схеми узгодження з компенсацією впливу неоднорідності трійникового розгалуження.

3. На основі розвитку теорії спрямованих восьмиполюсників запропоновано новий підхід до розробки аналітичних методів розрахунку симетричних спрямованих відгалужувачів з різним типом спрямованості, з використанням якого вперше записано вирази для розрахунку спрямованих відгалужувачів: на базі відрізка зв'язаних ліній передачі (протиспрямованих, співспрямованих, трансспрямованих, а також для реалізації безконтактного перетину ліній – кросовера) з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод за допомогою дискретних елементів, чи додаткових відрізків ліній з довільним, на відміну від відомих методів, їх розміщенням, з можливістю вибору довжини відрізка та його хвильових опорів; двошлейфних з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень, та тришлейфних з можливістю впливу на параметри шлейфів вибором фазової затримки у відгалуженому плечі.

4. Дістала подальшого розвитку теорія надвисокочастотних пристроїв з двостановим режимом роботи:

– завдяки введенню для багатоканальних перемикачів променевого типу поняття узагальненого комутуючого елемента вперше отримано аналітичні співвідношення для визначення можливих та граничних значень робочих параметрів таких пристроїв з врахуванням способу ввімкнення ключів та їх еквівалентних параметрів, вперше записано аналітичні співвідношення для розрахунку перемикачів з розміщенням трансформуючих чотириполюсників на вході перед розгалуженням, в каналах після розгалуження та на виходах каналів;

– сформульовано умови допустимої реалізації симетричних чотириполісників з дискретною зміною фазової затримки сигналу, на основі яких вперше запропоновано схеми та методи розрахунку прохідних дискретних фазообертачів петльового типу на базі відрізка зв'язаних ліній, а також отримано аналітичні співвідношення для розрахунку прохідних дискретних фазообертачів: шлейфного, коли, на відміну від відомих методів, забезпечується компенсація впливу неоднорідностей трійникових розгалужень; на комутованих каналах, коли враховуються властивості двоканальних перемикачів, забезпечується вирівнювання нахилу фазочастотних характеристик каналів, виявляються резонанси закритого і відкритого каналів; петльового з відрізками ліній у прямому каналі.

5. Вперше розвинуто підходи та сформульовано принципи забезпечення двочастотного режиму роботи пристроїв, на основі яких розроблено нові методи розрахунку: трансформаторів імпедансу ступінчастого типу та на базі відрізка зв'язаних ліній з можливістю трансформації комплексного опору та з розв'язкою за постійним струмом; ряду модифікацій рівноплечих подільників потужності на зв'язаних лініях передачі, які дозволяють забезпечити допустимі значення хвильових опорів відрізків при заданому відношенні робочих частот; спрямованих відгалужувачів на відрізках зв'язаних ліній з різним типом спрямованості і довільним значенням перехідного загасання; шлейфних спрямованих відгалужувачів з довільним у різних смугах розподілом потужності і, на відміну від відомих, з однаковими, або протилежними знаками різниці фаз сигналів на виходах в межах смуг та з допустимими для реалізації значеннями параметрів відрізків ліній та реактивностей; багатоканальних променевих перемикачів; режекторних фільтрів двоканального типу; смуго-пропускних фільтрів на паралельно зв'язаних смужкових резонаторах з двома робочими смугами та з перестроюванням смуги; нерівноплечого подільника з різним у різних смугах розподілом потужності.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Розвинуті в дисертаційній роботі теоретичні положення та отримані наукові результати створюють теоретичну базу для розроблення методів розрахунку лінійних взаємних пристроїв з новими варіантами схемного рішення, потреба в яких може виникати в процесі проектування інтегрованих схем високочастотних трактів радіотехнічних та телекомунікаційних систем.

2. Універсальність запропонованого підходу до розрахунку симетричних чотириполісників з використанням вхідних імпедансів його парціальних складових синфазно-протифазного збудження дозволяє розробляти пристрої різного функціонального призначення на базі чотириполісника з певною структурою.

3. Отримані нові аналітичні співвідношення та розроблені на їх основі методи розрахунку електричних параметрів елементів схем пристроїв за їх робочими параметрами, правомірність використання яких перевірена за допомогою комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень, відрізняються простотою, наочністю, максимальним наближенням результатів розрахунку до реальних значень завдяки врахуванню впливу суттєвих факторів, зручністю програмної реалізації, що дозволяє легко інтегрувати їх в існуючі пакети

прикладних програм аналізу та моделювання інтегрованих пристроїв надвисоких частот, чи створити нове високоефективне обчислювальне середовище.

4. Розроблені та запатентовані нові схемні рішення (патенти на корисну модель №№ 35859, 43393, 53392, 54127, 59740, 67503, 73476, 85478, 93881) спрямованих відгалужувачів, подільника потужності, дискретного фазообертача, режекторних фільтрів та резонаторної секції відрізняються простотою технічної реалізації при можливості забезпечення необхідних частотних властивостей.

5. Результати роботи використано при виконанні вказаних вище науково-дослідних робіт, а також використовуються на кафедрі радіоелектронних пристроїв та систем Національного університету «Львівська політехніка» в наукових дослідженнях та у навчальному процесі при проведенні лекційних, практичних, лабораторних занять з дисциплін, пов'язаних з застосуванням пристроїв надвисоких частот, в тому числі з дисципліни «Проектування антен та пристроїв мікрохвильової техніки», а також в курсовому та дипломному проектуванні.

Результати дисертаційної роботи впроваджено в науково-дослідну роботу, виконану в науково-дослідному та проектно-конструкторському інституті електронної вимірювальної та обчислювальної техніки НДКІ ЕЛВІТ (м. Львів), в науковому підприємстві СКБ ТВС (м. Львів). Практичне застосування результатів дисертації підтверджено актами про впровадження.

Особистий внесок здобувача. Усі основні наукові результати дисертаційної роботи здобувач отримав особисто. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належать: [287, 368, 382] – теоретичне обґрунтування схемотехнічних рішень двочастотних пристроїв та методів їх розрахунку, наукова оцінка отриманих результатів; [334, 364, 376, 419, 421, 423, 426, 428, 434] – постановка задачі, її аналітичний розв'язок; [359, 360] – розвиток теорії та аналітичних методів розробки спрямованих відгалужувачів з симетричною структурою; [379, 405, 407, 408, 414, 429, 432, 433, 435] – провідна участь у розробці структури пристроїв, методів розрахунку та в їх комп'ютерному моделюванні і експериментальних дослідженнях; [383, 392, 394, 396, 397, 404, 406, 430, 436] – розробка за результатами теоретичних досліджень нових схемних рішень.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на 32 конференціях, включаючи: “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science” TCSET, Intern. conf., м. Львів – Славське, 2006, 2008, 2010, 2012, 2014 pp.; “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”. Международная Крымская конф., м. Севастополь, 2004, 2005, 2006, 2007, 2008, 2009, 2010, 2011, 2012, 2013 pp.; “The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics” CADSM. Intern. conf., м. Львів – Поляна, 2005, 2007, 2009 pp.; “Современные информационные и электронные технологии”. Международная научно-практическая конф., м. Одеса, 2005, 2006, 2007, 2008, 2009, 2010, 2011, 2012 pp.; “Antenna theory and techniques” ICATT. Intern. conf., м. Київ, Севастополь, Львів, 2005, 2007 2009 pp.; “Microwaves, radar and wireless communications” MIKON-2006, 16th Intern. conf., Krakow – Poland, 2006; “Проблеми телекомунікацій”. Міжнародна науково-техн.

конф., м. Київ, 2011р.; “Problems of Infocommunications Science and Technology” PIC S&T’2014, First Intern. Scientific-Practical conf., м. Харків, 2014 р.

Публікації. За результатами дисертації опубліковано 55 робіт, серед них 22 статті у фахових науково-технічних журналах та збірниках, які входять до переліку ДАК України, де можуть публікуватися результати дисертаційних досліджень (з них 13 статей без співавторів, 3 статті в науковому періодичному виданні, яке включено до міжнародної наукометричної бази даних SCOPUS, 2 статті у журналі, включеному до інших міжнародних баз даних) 1 стаття в іноземному журналі, 32 матеріали та тези доповідей на конференціях. Отримано 9 патентів України на корисну модель.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, семи розділів, висновків, списку використаних джерел та 8 додатків. Повний обсяг роботи складає 482 сторінку, з обсягом основного тексту 306 сторінок. Дисертація містить 110 рисунків, 10 таблиць, список використаних джерел із 437 найменувань на 48 сторінках і 8 додатків на 116 сторінках. Додатки містять проміжні математичні доведення, результати розрахунків пристроїв з застосуванням розроблених методів та акти впровадження результатів роботи.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми дисертаційної роботи, сформульовано науково-прикладну проблему, яка в ній вирішується, мету і задачі досліджень. Охарактеризовано наукову новизну отриманих результатів та їх практичну значимість, приведено інформацію про їх використання. Надано відомості про публікації, особистий внесок автора та апробацію роботи.

У **першому розділі** проведено аналіз сучасного стану методів проектування лінійних взаємних пасивних надвисокочастотних пристроїв (ЛВПП), серед широкого загалу яких під об’єкт дослідження дисертаційної роботи підпадають смужкові пристрої з функціями керування амплітудою сигналу (подільники та суматори потужності, спрямовані відгалужувачі, мости, перемикачі, трансформатори імпедансу, режекторні фільтри), а також його фазовою затримкою (фіксовані та дискретні фазообертачі). В основі побудови таких ЛВПП лежить використання відрізків смужкових ліній передачі, що надає процесу проектування певні характерні особливості, пов’язані в першу чергу з вибором моделі пристрою, яка шляхом розрахунків забезпечує перехід від робочих до конструктивних параметрів пристрою, тобто моделі зворотного (інверсного) типу.

Порівняно з електродинамічними зворотними моделями, розробка яких характеризується значними математичними складнощами, високою собівартістю, прив’язується до конкретної топологічної структури, та з моделями заміщення, в основі яких лежить модель-замінник, створена з наближеної моделі, і модель-процедура, яка підганяє результати наближеної моделі до результатів, отриманих числовим електродинамічним методом, використання інверсної моделі на основі еквівалентної схеми, тобто методу розрахунку ЕП елементів схеми за заданими РП за допомогою записаних в одномодовому (однохвильовому) наближенні

аналітичних співвідношень дозволяє суттєво зменшити затрати часу на розрахунок, спрощує отримання інформації про гранично досяжні значення параметрів смужкового ЛВПІ, дає змогу виділити головні фізичні закономірності. Висока точність таких моделей, коли розраховані за отриманими ЕП значення КП будуть максимально наближеними до реальних, досягається за умови малих розмірів поперечного перерізу ліній та неоднорідностей порівняно з довжиною хвилі.

Оскільки засоби автоматизованого проектування є невід'ємною складовою процесу проектування, тому проведено дослідження можливостей, які надають сучасні САПР стосовно смужкових ЛВПІ. Більшість поширених програмних продуктів (IE3D, FIDELITY, Momentum, FECO, CST Microwave Studio, HFSS) дозволяють проводити моделювання планарних структур і здійснювати їх оптимізацію на електродинамічному рівні, або мають можливість проводити як ЕМ, так і СМ (ADS з Aligent EMPro, Serenade з HFSS, MWO). При цьому вихідними даними є КП елементів схеми, а в деяких випадках (MMICAD, ЛЯМБДА+) вихідними даними можуть служити і їх ЕП. Автоматизований синтез КП в структурі САПР реалізовано тільки для фільтрів і класичних варіантів схем узгодження, чи подільників і мостів з заданою топологією (Genesys, MWO, MMICAD, ЛЯМБДА+). Таким чином, сучасні САПР обмежені у використанні моделей зворотного типу для смужкових пристроїв і орієнтовані на проведення параметричного синтезу. Необхідні для цього вихідні дані можна отримати, використовуючи інверсні моделі на основі еквівалентної схеми, тобто методи розрахунку ЕП елементів схеми за допомогою отриманих в одномодовому наближенні аналітичних співвідношень.

Аналіз існуючих схемних рішень та методів розрахунку пристроїв трансформації опору, розподілу потужності, пристроїв з дискретною зміною стану вказує на відсутність досконалих методів проектування або їх обмеженість і спрощеність в питаннях розробки схем вказаних пристроїв на базі відрізків ЗСЛ з простими і ефективними методами компенсації впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод, в тому числі варіантів схем спрямованих відгалужувачів (СВ) з різним типом спрямованості, в питаннях компенсації впливу неоднорідностей в структурі пристрою, врахування набігу фази в ізолюючій ланці балансних подільників з реактивною складовою та відрізками ліній у ній і з використанням додаткових реактивностей, врахування еквівалентних параметрів комутуючих елементів у пристроях з дискретною зміною стану, вирівнювання нахилів фазочастотних характеристик дискретних фазообертачів, оцінювання значень РП багатоканальних променевих перемикачів, забезпечення їх узгодження і врахування можливих резонансних явищ, тощо.

Особливо актуальним для сучасних систем зв'язку є робота у двох смугах частот, однак проведений аналіз вказує на відсутність формулювання умов, при яких забезпечується двочастотний режим роботи пристрою без зміни стану елементів його схеми, обмеженість існуючих варіантів схем та складність використаних підходів до розробки методів їх розрахунку.

Оскільки для структур з площинами електричної симетрії значно простіше вирішуються вказані вище проблеми, пов'язані з узгодженням входів, забезпеченням бажаних фазочастотних характеристик, тому саме такі структури

лежать в основі проектування більшості ЛВПП. Відомі методи їх розрахунку в одномодовому наближенні розроблено з застосуванням синфазно-протифазного збудження (СПЗ) схеми з подальшими перетвореннями класичних та хвильових матриць. Складність цих перетворень в багатьох випадках змушує використовувати обмежувальні умови і спрощення, в тому числі і приведені вище. Тому доцільним є створення для симетричних ЛВПП узагальненого підходу до розробки методів їх розрахунку без матричних перетворень з врахуванням впливу суттєвих факторів.

Другий розділ присвячений розвитку теорії високочастотних кіл та багатополісників у напрямку створення нових підходів до запису в одномодовому наближенні аналітичних співвідношень для розрахунку ЕП елементів схем ЛВПП за заданими значеннями РП. При цьому широкі можливості надає метод трансформації імпедансу з використанням вхідних опорів схеми пристрою чи її фрагментів.

Значно спрощує розробку аналітичних методів розрахунку у випадку симетричних багатополісників встановлення залежностей між вхідними імпедансами парціальних складових, на які розкладається багатополісник при синфазно-протифазному збудженні, і його параметрами розсіяння, які пов'язані з РП. Для симетричного $2n$ -полісника з врахуванням зв'язку коефіцієнта передачі S_{ji} між симетричними плечима i, j та коефіцієнта відбиття S_{ii} на i -му вході з елементами матриць розсіяння його парціальних складових СПЗ отримано вирази для параметрів розсіяння $2n$ -полісника в термінах нормованих до хвильового опору підвідних ліній Z_{ci} вхідних імпедансів $z_{ie,o}$ i -го плеча цих складових:

$$S_{ii} = S_{jj} = (z_{ie}z_{io} - 1)/D_i, \quad S_{ji} = S_{ij} = (z_{ie} - z_{io})/D_i, \quad (1)$$

де індексом « e » позначено параметри при синфазному, а індексом « o » при протифазному збудженні; $D_i = 1 + z_{ie} + z_{io} + z_{ie}z_{io} = (1 + z_{ie})(1 + z_{io})$. З рівнянь (1) записуються співвідношення для розрахунку за заданими значеннями модуля $|S_{ji}|$ і фази φ_{ji} дійсних і уявних складових z_{ie} , за умови узгодження на вході:

$$r_{ie} = (1 - |S_{ji}|^2)/B_{ie}, \quad x_{ie} = 2|S_{ji}|\sin\varphi_{ji}/B_{ie}, \quad r_{io} = (1 - |S_{ji}|^2)/B_{io}, \quad x_{io} = -2|S_{ji}|\sin\varphi_{ji}/B_{io}, \quad (2)$$

де $z_{ie,o} = r_{ie,o} + jx_{ie,o} = Z_{ie,o}/Z_{ci}$; $B_{ie} = 1 + |S_{ji}|^2 - 2|S_{ji}|\cos\varphi_{ji}$; $B_{io} = 1 + |S_{ji}|^2 + 2|S_{ji}|\cos\varphi_{ji}$.

На основі аналізу отриманих співвідношень сформульовано умови ідеальної розв'язки двох симетричних плечей $2n$ -полісника та їх узгодження, ідеального зв'язку між плечима симетричного чотириполісника та їх узгодження, повного узгодження симетричного шестиполісника з розв'язкою його симетричних плечей в термінах вхідних імпедансів парціальних складових.

Використання методу СПЗ до чотириполісників з електричною симетрією, які забезпечують трансформацію комплексного опору навантаження схеми в певне значення опору на її вході, дозволило записати зв'язок між нормованими вхідним опором z_e і опором навантаження z_n через вхідні імпеданси парціальних складових:

$$z_e = [z_n(z_{ie} + z_{io}) + 2z_{ie}z_{io}]/(z_{ie} + z_{io} + 2z_n). \quad (3)$$

У випадку реактивного чотириполісника з (3) для вхідних опорів $x_{e,o}$ отримуємо:

$$x_e^2 A + 2x_e B - C = 0, \quad x_o = [x_e(x_n - x_e) + 2(r_e r_n - x_e x_n)]/(x_e - x_n - 2x_e), \quad (4)$$

де $A = r_e - r_n$; $B = x_e r_n + x_n r_e$; $C = r_n |z_e|^2 - r_e |z_n|^2$.

3 аналізу виразів (1) стосовно зміни вхідних імпедансів парціальних складових, що має місце при зміні РП пристрою шляхом зміни стану керуючих елементів (перестроювання зміною стану), чи коли вимагається робота пристрою без зміни стану одночасно в двох заданих смугах частот (двосмугова робота) зі збереженням, чи зі зміною його РП (частотне перестроювання), слідує ряд важливих для розробки пристроїв з перестроюванням тверджень:

1. Збереження чи зміна при перестроюванні вхідних імпедансів парціальних схем забезпечує збереження чи зміну хвильових і, відповідно, РП $2n$ -полюсника;

2. При зміні комплексних вхідних імпедансів $z_{ie,o}$ на комплексно спряжені значення $z_{ie,o}^*$ модулі параметрів розсіювання не змінюються, а їх фази змінюють свій знак на протилежний, тобто $|S_{ii2}|=|S_{ii1}|$, $\varphi_{ii2}=-\varphi_{ii1}$, $|S_{jj2}|=|S_{jj1}|$, $\varphi_{jj2}=-\varphi_{jj1}$, де індекс 1 відноситься до початкового стану, а індекс 2 – до зміненого;

3. При взаємному обміні значеннями вхідних імпедансів, коли в стані 2 $z_{ie2}=z_{io1}$ і $z_{io2}=z_{ie1}$, параметри розсіювання не змінюються, тобто $S_{ii2}=S_{ii1}$, $S_{jj2}=S_{jj1}$;

4. При взаємному обміні вхідними імпедансами зі зміною комплексних значень на комплексно спряжені значення, коли в стані 2 $z_{ie2}=z_{io1}^*$ і $z_{io2}=z_{ie1}^*$, модулі параметрів розсіювання не змінюються, а їх фази змінюють свій знак на протилежний, тобто $|S_{ii2}|=|S_{ii1}|$, $\varphi_{ii2}=-\varphi_{ii1}$, $|S_{jj2}|=|S_{jj1}|$, $\varphi_{jj2}=-\varphi_{jj1}$.

Такі ж результати будуть і у випадку реактивного чотириполюсника при відповідній зміні значень реактивних вхідних опорів x_{ie2} і x_{io2} його парціальних схем.

Восьмиполюсні пристрої, які забезпечують заданий рівень спрямованого відгалуження вхідного сигналу, в основному мають симетричну структуру з одною площиною симетрії, і частіше з двома, тобто з повною симетрією. Аналіз таких восьмиполюсників здійснюється методом СПЗ. У випадку повної симетрії цей метод застосовують подвійно. При першому використанні восьмиполюсник розкладається на два парціальні чотириполюсники, застосування до яких методу СПЗ розкладає їх на чотири парціальні двополюсники синфазно-синфазного (ee), синфазно-протифазного (eo), протифазно-синфазного (oe), протифазно-протифазного (oo) збудження. Для вхідних реактивних опорів парціальних двополюсників реактивного ідеально спрямованого восьмиполюсника з трьома типами спрямованості, тобто співспрямованого (ССВ), протиспрямованого (ПСВ) та трансспрямованого (ТСВ), виходячи зі зв'язків їх коефіцієнтів відбиття з параметрами розсіювання, отримано:

$$x^{\pm} = \frac{|S_{m1}| \sin \varphi_{m1} \pm |S_{n1}| \sin \varphi_{n1}}{1 - (|S_{m1}| \cos \varphi_{m1} \pm |S_{n1}| \cos \varphi_{n1})}, \quad \varphi_{m1} = \varphi_{n1} \pm (2k+1)\pi/2, \quad (5)$$

де $|S_{j1}|$ – модуль коефіцієнта передачі S_{j1} , φ_{j1} – його фаза; $k=0,1,2,\dots$; m – номер прямого виходу СВ; n – номер відгалуженого виходу; в залежності від типу

для ССВ: $x_{ee} = -1/x_{oe} = x^+$, $x_{eo} = -1/x_{oo} = x^-$;

для ПСВ: $x_{ee} = -1/x_{oo} = x^+$, $x_{eo} = -1/x_{oe} = x^-$;

для ТСВ: $x_{ee} = -1/x_{eo} = x^+$, $x_{oe} = -1/x_{oo} = x^-$.

За (5) розраховуються значення вхідних реактивних опорів парціальних двополюсників безвтратного СВ за заданими значеннями $|S_{n1}|$, яке визначається за заданим значенням перехідного загасання S , і фазової затримки φ_{n1} (рис.1-2).

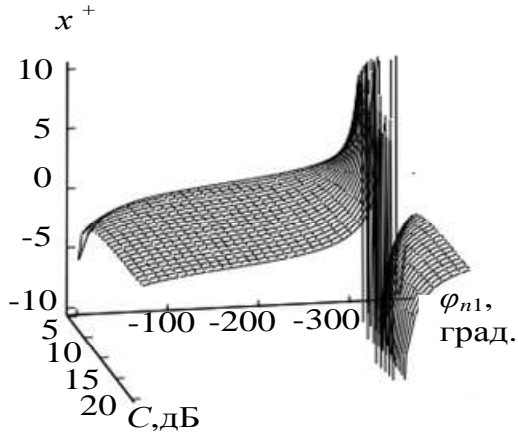


Рис.1. Залежність вхідного опору x^+ від перехідного загасання C і фази φ_{n1}

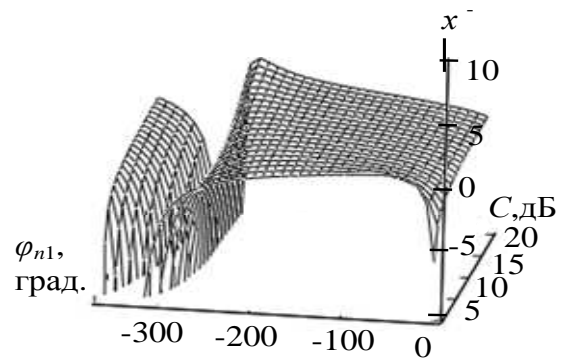


Рис.2. Залежність вхідного опору x^- від перехідного загасання C і фази φ_{n1}

Вирази для коефіцієнтів передачі СВ з повною симетрією в термінах нормованих вхідних опорів його парціальних двополіусників матимуть вигляд:

$$S_{m1} = (z_{iee} - z_{ivo}) / (z_{iee} z_{ivo} + z_{iee} + z_{ivo} + 1), \quad S_{n1} = (z_{iee} z_{ivo} - 1) / (z_{iee} z_{ivo} + z_{iee} + z_{ivo} + 1).$$

З них для реактивного СВ слідує аналогічні до приведених вище для $2n$ -поліусників твердження стосовно впливу зміни реактивних вхідних опорів x_{ee} , x_{vo} парціальних двополіусників (індекс v приймає значення "о" для ССВ та ТСВ і значення "е" для ПСВ) на хвильові параметри СВ при перестроюванні, тобто на зміну розподілу потужності СВ та на зміну фази вихідних сигналів і їх різниці, використання яких дозволяє розробляти методи розрахунку двочастотних СВ.

В основі будови смужкових прохідних дискретних фазообертачів лежить використання лінійних чотириполіусників з симетричною структурою, аналіз яких з застосуванням методу СПЗ дозволив сформулювати умови їх допустимої реалізації:

Умова 1. До складу кожної схеми парціальних двополіусників синфазно-протифазного збудження симетричного керованого двостанового чотириполіусника повинен входити хоча б один елемент керування станом для зміни значень вхідних імпедансів кожної парціальної схеми, що дозволить забезпечити задану зміну фази коефіцієнта передачі чотириполіусника одночасно з його вхідним узгодженням.

Умова 2. Схема симетричного реактивного керованого чотириполіусника з двома станами повинна мати не менше чотирьох незалежних електричних параметрів її елементів, значеннях яких розраховуються відповідними методами за заданим значенням дискрету фази і заданим значенням фазової затримки.

Ці умови на відміну від відомої, що для роботи чотириполіусника в режимі прохідного фазообертача мінімально повинно бути два ключі, ще й вказують на структурну особливість їх розміщення в схемі і вибір незалежних змінних.

Для розробки іншого класу пристроїв з дискретною зміною стану – перемикачів променевого типу з N вихідними каналами пропонується підхід з застосуванням реактивних трансформуючих чотириполіусників (ТЧ), розміщених в структурі перемикача за трьома варіантами: в каналах після розгалуження перед ключами; на вході перемикача перед розгалуженням; в каналах після ключів перед

виходами. При цьому введено поняття узагальненого комутуючого елемента (УКЕ), як частини структури, до складу якої входить схема, утворена з'єднанням ключів у каналах, і вхідний опір схеми, що її навантажує. За вхідним опором УКЕ у двох станах розраховується його параметр якості K . Для визначення допустимих значень внесеного загасання L_6 у відкритому каналі, та загасання у закритому каналі, тобто рівня розв'язки L_3 , які може забезпечити 1:N перемикач, записано співвідношення:

$$L_6 = 10 \lg \{ (m + N - 1) / [m \cdot (1 - P_{p6} / P_6)] \}, \quad L_3 = 10 \lg [(m + N - 1) / (1 - P_{p3} / P_3)], \quad (6)$$

де $m = P_6 / P_3$ – коефіцієнт ділення потужності між відкритим і закритими каналами; відношення P_{p6} / P_6 та P_{p3} / P_3 , де P_{p6} і P_{p3} – потужності, які розсіюються на активних складових еквівалентних опорів ключів у обох станах, розраховуються за кількістю ключів, їх параметрами, схемою включення та за хвильовим опором вихідних ліній. В загальному $m \leq K$, а умовою забезпечення гранично досяжних значень робочих параметрів перемикача є рівність $m = K$. Значення m , може закладатися у розрахунки при розробці перемикача, а на значення K можна впливати вибором схеми з'єднання і параметрів ключів, а також опором їх навантаження.

Функціонування пристроїв на різних, в загальному некратних, центральних частотах f_1 і f_2 двох частотних смуг з бажаними значеннями РП забезпечується введенням в їх структуру частотнозалежних елементів і вузлів (схем з реактивним вхідним опором, відрізків ліній). При використанні для розробки двочастотних симетричних ЛВПМ методу вхідних імпедансів їх розрахунок полягає у визначенні ЕП елементів парціальних складових з двома значеннями для частотнозалежних елементів (реактивного опору jX_i елемента, чи електричної довжини відрізка θ_i , де індекс $i=1,2$ вказує на частотну залежність параметра), які вони повинні приймати на f_i , щоб забезпечити зміну вхідних опорів парціальних схем у відповідності до одного з приведених вище тверджень. Для відрізка лінії, який описується функціями $\operatorname{tg} \theta_i$ чи $\sin \theta_i$, при переході від f_1 до f_2 в залежності від поведінки цих функцій довжина θ_1 розраховується наступним чином: $\theta_1 = \pm n\pi / (k_f - 1)$ при $\operatorname{tg} \theta_1 = \operatorname{tg} \theta_2$ і при $\sin \theta_1 = -\sin \theta_2$; $\theta_1 = n\pi / (k_f + 1)$ при $\sin \theta_1 = \sin \theta_2$ і при $\operatorname{tg} \theta_1 = -\operatorname{tg} \theta_2$; $\theta_1 = \pi / [2(k_f \pm 1)]$ при $\operatorname{tg} \theta_1 = \pm 1 / \operatorname{tg} \theta_2$; θ_1 шукається з $\operatorname{tg} \theta_1 / \operatorname{tg}(k_f \theta_1) = a$ при $\operatorname{tg} \theta_1 \neq \operatorname{tg} \theta_2 = \operatorname{tg}(k_f \theta_1)$, де $k_f = f_2 / f_1$ – частотний коефіцієнт, і $\theta_2 = k_f \theta_1$. Виходячи з вимог до зміни вхідного опору частотнозалежних реактивних вузлів при частотному перестроюванні записано вирази для розрахунку варіантів таких вузлів, утворених з'єднанням дискретних елементів та відрізків ліній передачі.

Для компенсації впливу неоднорідностей у структурі пристрою, вплив яких може приводити до розузгодження та виникнення додаткових фазових зсувів сигналу, пропонується розробляти аналітичні методи розрахунку з використанням ЕП елементів еквівалентних схем неоднорідностей, введених у загальну схему пристрою, та з відповідною організацією обчислювального процесу, пов'язаною з визначенням еквівалентних параметрів неоднорідностей.

Третій розділ присвячений розробці аналітичних методів для проектування надвисокочастотних ЛВПМ на базі симетричних реактивних чотиріполюсників, і в першу чергу на відрізках ЗСЛ, для фазової і групової затримки сигналу, його режекції на заданій частоті, а також пристроїв трансформації опору навантаження.

Забезпечення функції, яку має виконувати чотириполосник, досягається при певних значеннях нормованих вхідних опорів x_e, x_o його парціальних двополосників:

1. Задана фазова затримки φ_{21} сигналу на робочій частоті з одночасним узгодженням входу і виходу досягається, коли вхідні реактивні опори прийматимуть значення, розраховані за отриманим з (2) виразом $x_e = -1/x_o = \text{ctg}(\varphi_{21}/2)$.

2. Значення групової затримки сигналу симетричним чотириполосником в термінах вхідних реактансів x_e, x_o , становить $t_d = x'_e/(1+x_e^2) + x'_o/(1+x_o^2)$, де x'_e і x'_o – похідні за круговою частотою ω від залежностей $x_e(\omega)$ і $x_o(\omega)$.

3. Частотна режекція (запирання) сигналу на заданій частоті, згідно з (1) досягається при $x_e=x_o$, зокрема при $x_e=x_o=0$, чи при $x_e=x_o=\infty$.

4. Трансформація опору навантаження Z_H у задане значення вхідного опору Z_e досягається за умови, що x_e, x_o приймають розраховані за виразами (4) значення.

При використанні для реалізації вказаних пристроїв відрізків двох однакових електромагнітним зв'язком між ними смужкових ліній (ЗСЛ) можливі три варіанти навантаження двох його вільних кінців: одностороннє, двостороннє, діагонально-симетричне. Забезпечення заданих РП, вхідного узгодження, врахування та компенсації впливу можливої різниці фазових швидкостей мод досягається введенням в структуру відрізка додаткових реактивностей: ввімкнених між лініями дискретних елементів; шлейфів, приєднаних до бокових сторін ліній; відрізків ліній, ввімкнених між підвідними лініями і входами відрізка ЗСЛ, що запропоновано вперше; відрізка лінії, який з'єднує кінці ЗСЛ, як показано на рис.3- рис.5.

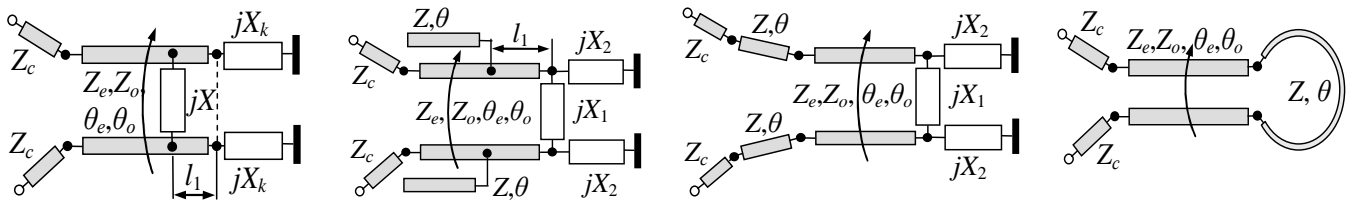


Рис. 3. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням

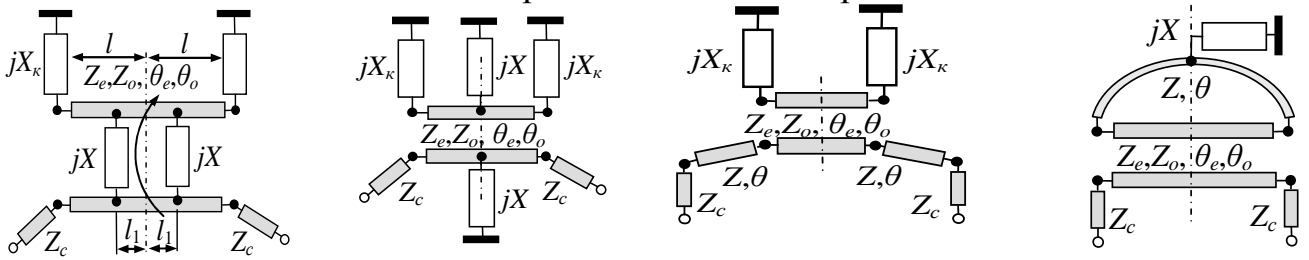


Рис. 4. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням

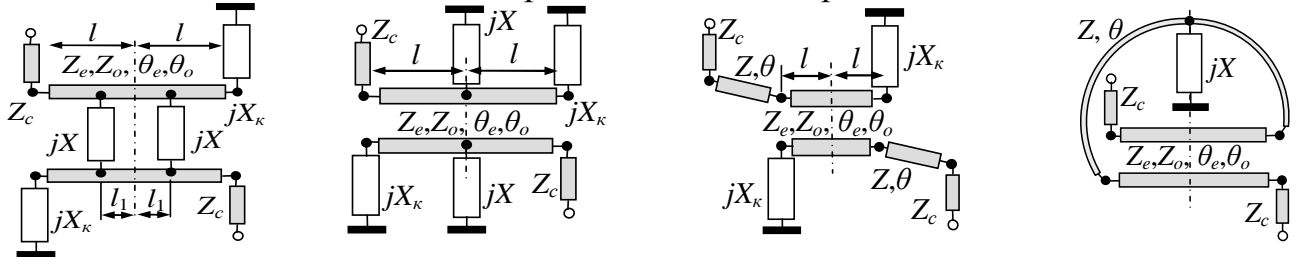


Рис. 5. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням

На основі вхідних опорів парціальних складових приведених схем отримано аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП їх елементів. Для цього чотириполюсники шляхом СПЗ розкладаються на парціальні двополюсники, виходячи зі схем яких записуються співвідношення для вхідних опорів x_e , x_o двополюсників, з цих співвідношень записуються вирази відносно двох невідомих ЕП елементів, а решта задається; значення вхідних опорів x_e , x_o визначаються, виходячи з функціонального призначення пристрою, як вказано вище. Схеми на рис.4 і рис.5 мають дві площини симетрії, що зумовлює особливість підходу до розроблення аналітичних методів: СПЗ застосовується двічі; парціальні двополюсники після першого СПЗ плечей 1 і 2 розглядаються, як схеми трансформації опору навантаження з кінця відрізка ЗСЛ у задане значення вхідного опору, тобто у X_e чи X_o . Крім того, для схем з рис. 5 запропоновано новий варіант еквівалентного подання парціальних чотириполюсників СПЗ відрізка з діагонально-симетричним навантаженням, який на відміну від відомих дозволяє записати співвідношення для схеми, доповненої додатковими елементами. На рис. 6 приведено результати моделювання (суцільні криві) диференціального фазообертача

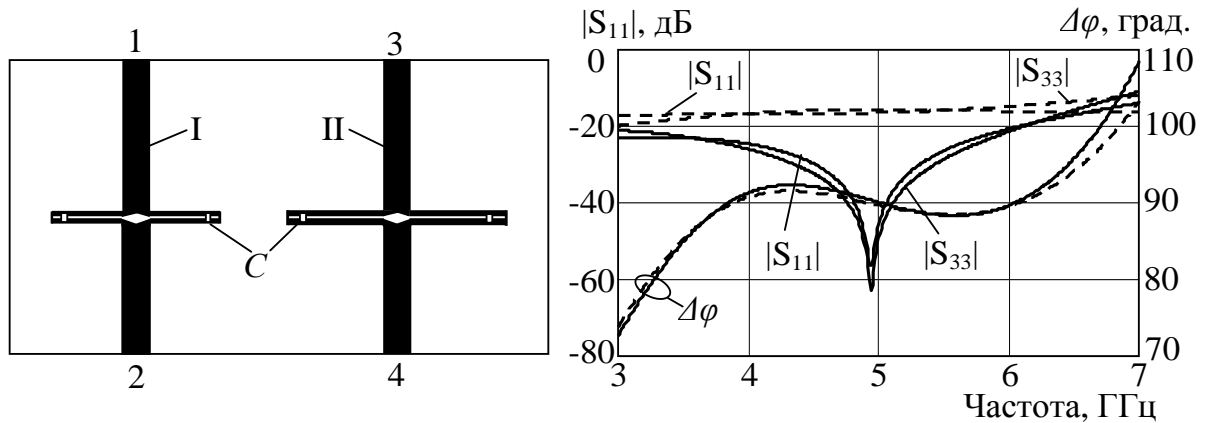


Рис. 6. Топологія фазообертача Шіфмана на паралельно з'єднаних відрізках ЗСЛ з одностороннім навантаженням та його частотні характеристики

Шіфмана з різницевою фазовою затримкою 90° на робочій частоті 5 ГГц у мікросмужковому виконанні на відрізках ЗСЛ зі з'єднаними кінцями, використання у структурі якого додаткових дискретних ємностей дозволило покращити вхідне узгодження порівняно з відомою реалізацією (пунктирні криві) на 30 дБ.

На рис.7 приведено результати моделювання та експериментального дослідження запропонованої схеми трансформатора імпедансу на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням і з ємністю для компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод, який на робочій частоті 2,4 ГГц забезпечує узгодження комплексного опору $Z_H=28,7-j16,1$ Ом, утвореного відрізком мікросмужкової лінії (МСЛ) з хвильовим опором 50 Ом, довжиною 15 мм і опором 100 Ом на кінці, з хвильовим опором 50 Ом підвідної лінії при одночасній розв'язці входу і навантаження за постійним струмом. Штрих-пунктирна крива відноситься до $1/4$ трансформатора з відрізка довжиною 114° (28,6 мм) без режиму блокування.

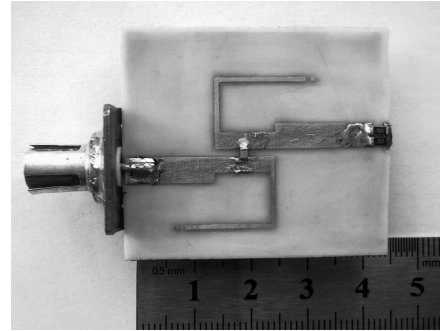
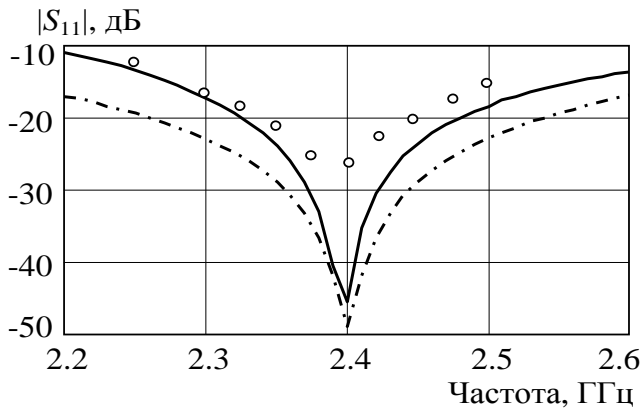


Рис. 7. Частотні характеристики коефіцієнту відбиття та макет трансформатора імпедансу з блокуванням постійного струму

Підхід, оснований на використанні вхідних імпедансів парціальних складових СПЗ, надає широкі можливості для створення нових варіантів смугозапираючих схем на базі відрізка ЗСЛ та інших симетричних структур. При використанні відрізка ЗСЛ розрахунок здійснюється з однаковими значеннями x_e , x_o за методами, розробленими для приведених вище схем. В залежності від варіанту схеми можна забезпечити режекцію сигналу на рівні від 15 до 40 дБ. Методи розрахунку схем на відрізку ЗСЛ дозволяють також розробляти пристрої з перестроюванням частоти режекції. На рис. 8 зображено результати СМ (пунктирні криві), ЕМ (суцільні криві) та вимірювань мікросмужкового пристрою на відрізку ЗСЛ, двосторонні кінці якого з'єднує відрізок лінії з варакторним діодом КВ148, приєднаним до його середини, який забезпечує перестроювання частоти режекції від 2,4 ГГц і вище.

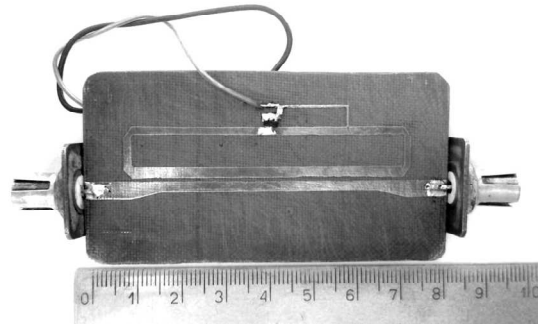
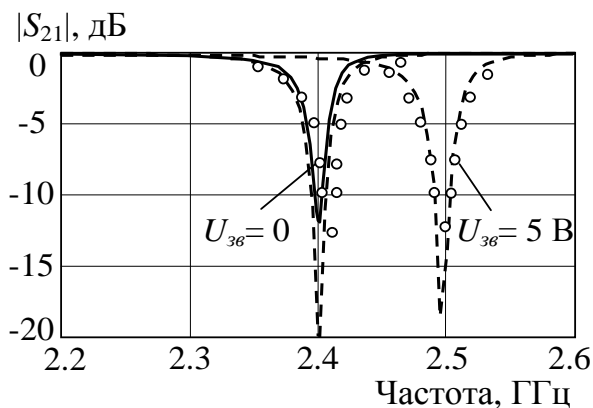


Рис.8. Частотні характеристики пристрою з перестроюванням частоти режекції на відрізку ЗСЛ зі з'єднаними кінцями (а) та фотографія його макету (б)

Запропоновано варіанти режекторних схем зі структурою двоканального типу, у яких, наприклад, перший канал утворюють два відрізки ліній з параметрами Z_1 і θ_1 і з включеною між ними реактивністю jX_1 , а другий канал утворює відрізок з параметрами Z_2 і θ_2 , навантажений в центрі паралельним реактивним опором jX_2 . Значення θ_2 , X_2 при заданих Z_1 , Z_2 , θ_1 , X_1 розраховуються за виразами:

$$t_2 = z_1 x_o a / [z_2 (z_1 a - x_o b)], \quad x_2 = z_2 [x_e (z_1 - z_2 t_1 t_2) - z_1 z_2 t_2] / \{2 [x_e (z_1 t_2 + z_2 t_1) + z_1 z_2]\},$$
 де $t_1 = \text{tg} \theta_1$; $t_2 = \text{tg}(\theta_2/2)$; $x_{1,2} = X_{1,2}/Z_c$; $a = x_1 + 2z_1 t_1$; $b = 2z_1 - x_1 t_1$. Використання в такій схемі

керуваної реактивності X_1 чи X_2 дозволяє перестроювати частоту режекції.

В діапазоні високих частот для реалізації фазових коректорів використовують, як правило, відрізки ЗСЛ. Основні варіанти схем мають симетричну структуру і співпадають з приведеним вище схемами на відрізку ЗСЛ зі з'єднаними кінцями (односторонніми у С-секції, двосторонніми у Р-секції і діагонально-симетричними у N-секції), для входніх опорів парціальних складових яких записано співвідношення, що дозволяють розрахувати час групової затримки.

У **четвертому розділі** розглядаються питання розробки аналітичних методів для проектування ЛВПД ділення і спрямованого відгалуження потужності сигналу надвисокої частоти. Співвідношення для розрахунку рівноплечих подільників записано з умови забезпечення узгодження виходів симетричного шестиполіусника, розв'язки між ними та узгодження на вході, за якою нормовані значення входніх опорів парціальних складових повинні бути чисто активними і рівними $z_{ie}=z_{io}=1$. На рис. 9 зображено схеми узагальнених варіантів подільників на відрізках одиночних і зв'язаних ліній, а також багатоканального подільника, аналітичні співвідношення

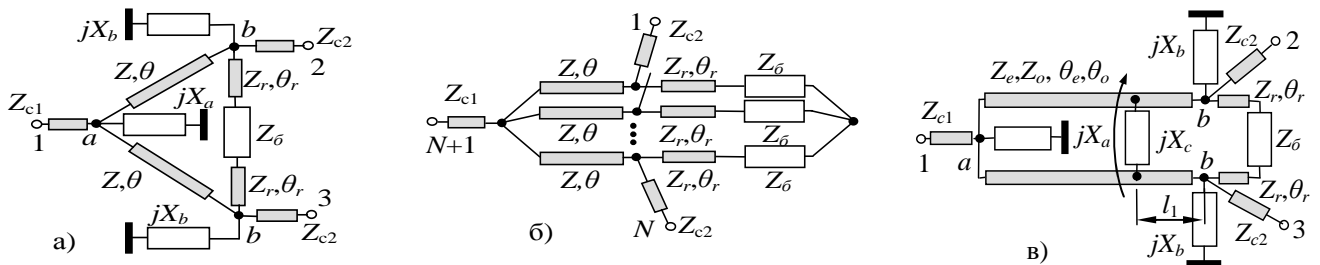


Рис. 9. Схеми рівноплечих двоканального (а), багатоканального (б) подільників на відрізках одиночних ліній та схема подільника на відрізок зв'язаних ліній (в)

для розрахунку ЕП елементів яких записано, на відміну від відомих, з урахуванням відрізків ліній в ізолюючій ланці, реактивної складової балансного резистора та його розмірів, а також додаткових реактивних опорів. Це дозволяє врахувати набіг фази в ізолюючій ланці, винести резистори за межі підкладки при високому рівні потужності, компенсувати вплив різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ та вплив неоднорідностей розгалужень, забезпечити бажані частотні властивості. На рис. 10 приведено результати СМ та експериментального дослідження макету подільника на

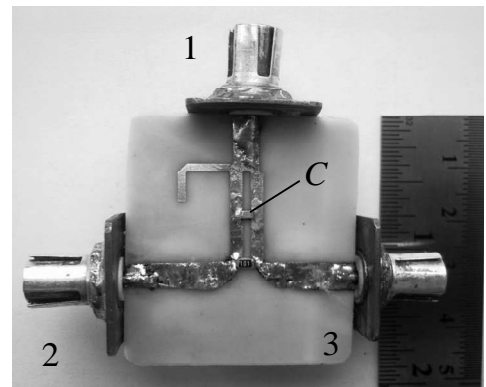
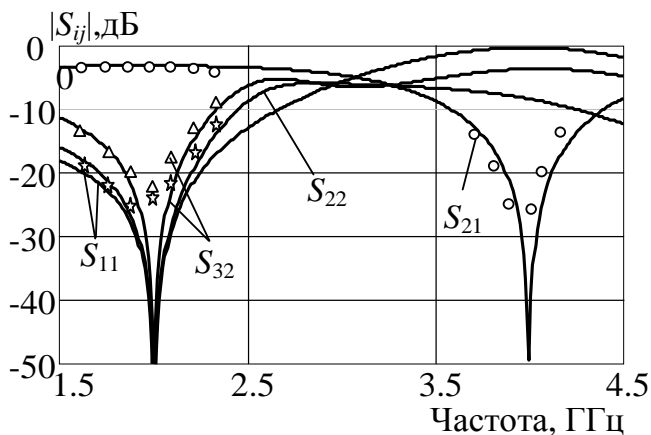


Рис. 10. Результати дослідження та фотографія макету подільника з придушенням першої гармоніки, реалізованого на відрізку ЗСЛ з компенсуючою ємністю

відрізку зв'язаних МСЛ, розрахованого за вказаними співвідношеннями на частоту 2 ГГц з придушенням на частоті 4 ГГц першої гармоніки за допомогою шлейфа.

Для компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ при одночасному узгодженні і розв'язці без використання дискретних елементів запропоновано в схему подільника на відрізку ЗСЛ включати відрізок лінії на вході перед розгалуженням. На рис. 11 приведено результати розробки та експериментального дослідження такого мікросмушкового подільника з робочою частотою 1 ГГц (штрих-пунктирні криві – схема без компенсації, розрахована відомим методом, пунктирні криві – результати СМ з компенсацією, суцільні криві – результати, отримані при ЕМ).

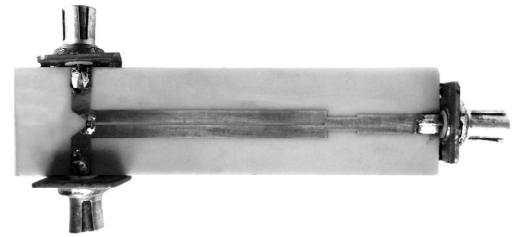
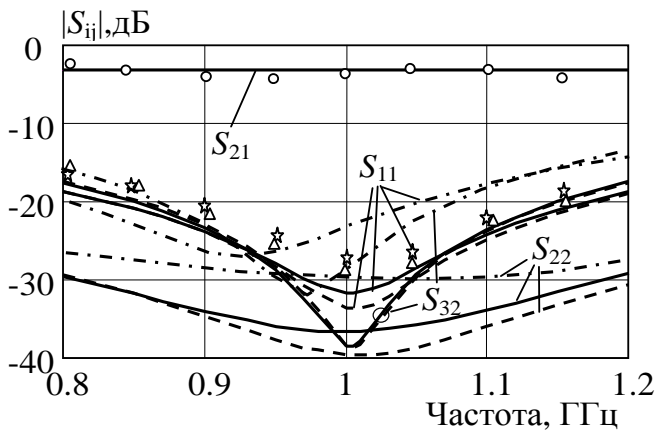


Рис. 11. Частотні характеристики та фотографія макету подільника на зв'язаних лініях передачі з компенсуючим відрізком на вході

Використання в методі еквівалентної заміни вхідних імпедансів парціальних складових дозволило записати аналітичні співвідношення для розрахунку подільників, у яких функцію відрізків одиночної лінії виконують відрізки ЗСЛ з компенсацією, на відміну від відомих рішень, різниці фазових швидкостей мод. Такі структури можуть забезпечити розв'язку входу з виходами за постійним струмом, займають суттєво (до 40%) меншу площу підкладки порівняно з аналогом.

Аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП елементів доповнених схем спрямованих відгалужувачів з повною симетрією записано, виходячи з виразів для вхідних опорів схем їх парціальних складових, значення яких розраховуються за (5) для заданого перехідного загасання C і фазової затримки φ_{n1} . Такі співвідношення отримано для схем ПСВ на відрізках ЗСЛ з приведеними на рис. 12 варіантами компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод. На відміну від відомих,

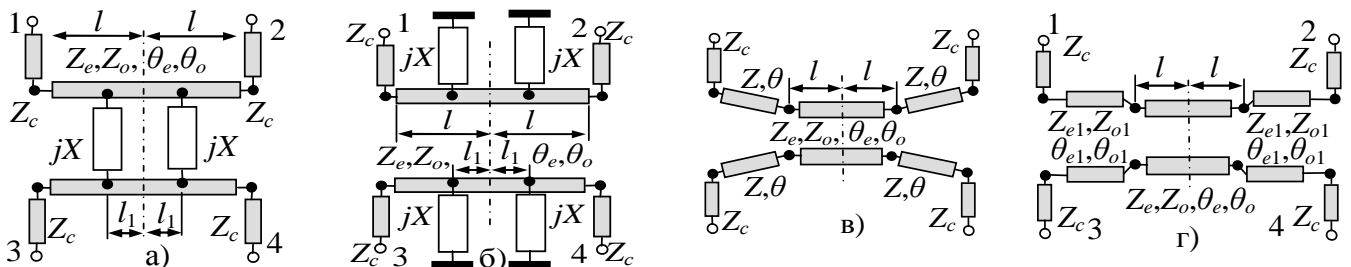


Рис. 12. Схеми ПСВ на відрізках ЗСЛ: з дискретними елементами (а); з боковими шлейфами (б); з відрізками на входах (в); трисекційний (г)

запропоновані методи розрахунку не мають обмежень за рівнем перехідного загасання, за розміщенням дискретних елементів, не вимагають тільки $1/4$ довжини відрізка ЗСЛ, складного ітераційного пошуку розв'язків, дозволяють компенсувати вплив неоднорідностей стиків з підвідними лініями на входах ЗСЛ, обійтися без дискретних елементів завдяки запропонованій схемі компенсації з відрізками на входах, а також з компенсацією боковими секціями у трисекційній схемі при коротшій за $1/4$ їх довжині. У всіх випадках забезпечується спрямованість на рівні 30 дБ у ширшій за 20% смузі частот, що видно з результатів моделювання та експериментальне дослідження макету ПСВ з $C=15$ дБ на робочій частоті 1 ГГц на базі зв'язаних МСЛ з відрізками на входах (рис. 13).

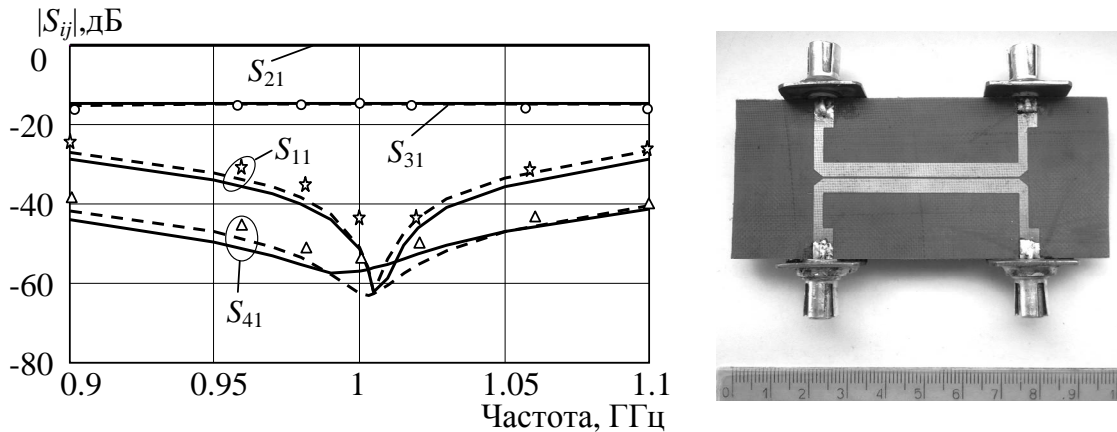


Рис. 13. Частотні характеристики ПСВ з відрізками на входах та фотографія макету

Реалізація ССВ на відрізку ЗСЛ з довільними, на відміну від відомого методу, перехідним загасанням і довжиною відрізка забезпечується ввімкненням симетрично відносно середини відрізка між його лініями двох однакових реактивних елементів, подібно до випадку ПСВ з дискретними елементами (рис. 12,а), тільки при цьому приймається $Z_e=Z_c$ і довжина відрізка шукається з виразу $\text{tg}(\theta_e/2) = -1/x_{ee} = x_{oe}$, де x_{ee} розраховується за (5) і залежить від вибору фази φ_{41} .

Для реалізації ТСВ на відрізку ЗСЛ запропоновано значно простішу від відомих структуру, в якій використано три однакові реактивні елементи: один між лініями в центрі відрізка, два інших – симетрично від нього, та розроблено метод її розрахунку. На рис. 14 зображено результати СМ та результати експериментальних досліджень макету ТСВ на відрізку зв'язаних МСЛ, який на частоті 1 ГГц забезпечує $C=3$ дБ і різницевий фазовий зсув $\Delta\varphi = \varphi_{31} - \varphi_{41} = 90^\circ$ в 20% смузі частот.

Завдяки повному переходу потужності сигналу в ТСВ з основної лінії у допоміжну запропоновано на їх базі реалізувати пристрої перетину (кросовери) для заміни місць геометричного перетину шляхів сигналів в смужкових лініях передачі, що при малих габаритах забезпечує розв'язку входу і виходів за постійним струмом. В цьому випадку приймаються значення параметрів для парної моди: $Z_e=Z_c$, $\theta_e = -\varphi_{41}$.

Методи розрахунку двошлейфних СВ з симетричною структурою, розроблені на основі підходу з використанням вхідних імпедансів парціальних двополюсників СПЗ, на відміну від відомих, дозволяють визначати ЕП відрізків ліній СВ в залежності від варіантів фазових зсувів φ_{41} (0 чи $\pm\pi$) і φ_{21} ($+\pi/2$ чи $-\pi/2$), здійснювати

компенсацію впливу неоднорідностей розгалужень, а методи розрахунку тришлейфних СВ забезпечують розробку пристроїв для різних значень перехідного загасання, в тому числі і для $S=0$ дБ (кросовери), як з вузькими, так і з широкими робочими смугами частот завдяки можливості задавати фазу φ_{41} і довжину шлейфів.

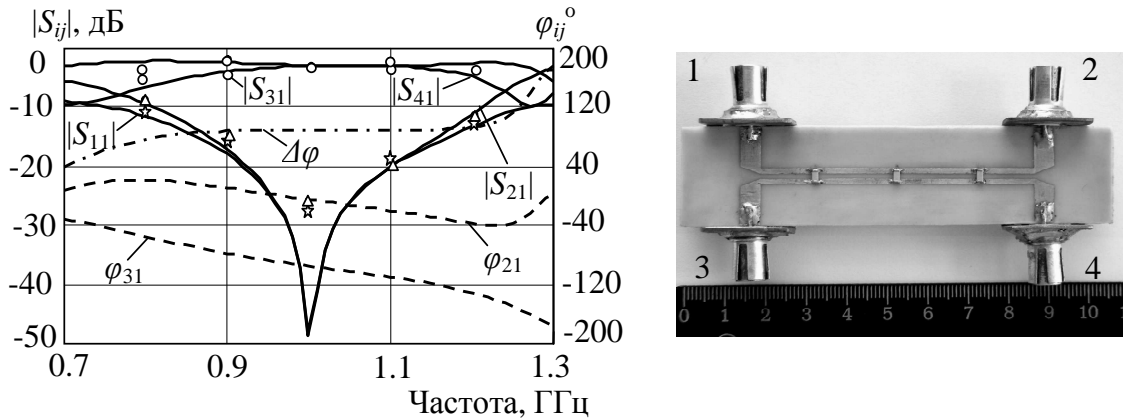


Рис. 14. Частотні характеристики ТСВ та фотографія його макету

У п'ятому розділі запропоновано методи розробки багатоканальних перемикачів променевого типу. Вхідне узгодження в структурі з розміщенням трансформуючого чотириполюсника в каналах після паралельного розгалуження досягається при трансформації вхідної провідності $Y_{\kappa\epsilon,3} = G_{\kappa\epsilon,3} + jB_{\kappa\epsilon,3}$ узагальненого комутуючого елемента (індекс ϵ відповідає відкритому, а з закритому стану) у таке значення вхідної провідності $Y_{\epsilon,3} = G_{\epsilon,3} + jB_{\epsilon,3}$ каналу, загальна сума яких по всім каналам в точці розгалуження дає значення $Y_c = 1/Z_c$. В цьому випадку повинно бути:

$$G_\epsilon = Y_c \cdot m / (m + N - 1), \quad G_3 = Y_c / (m + N - 1), \quad B_\epsilon + (N - 1) \cdot B_3 = 0,$$

$$B_3 = \pm [Y_c \sqrt{(K - m) \cdot (K \cdot m - 1) / K}] / [N \cdot (m + N - 1)].$$

Виходячи з $Y_{\kappa\epsilon,3}$ та $Y_{\epsilon,3}$ за приведеними в роботі співвідношеннями розраховуються параметри трансформатора ступінчастого типу, чи у вигляді навантаженого відрізка.

В структурі променевого перемикача, в якій трансформатор розміщують перед розгалуженням, можливі варіанти розрахунку: з перетворенням каналу перемикача в канонічний ключ, при якому $m=K$ і на вході каналу забезпечується пара чисто активних провідностей $G_\epsilon = (KG_3, G_3)$ у двох станах; з забезпеченням максимального значення m ; з забезпеченням заданого значення m . Реалізація варіанту залежить від електричної довжини θ_1 та хвильового опору Z_1 відрізків між розгалуженням і ключами. Провідність $Y_a = G_a + jB_a$ на вході розгалуження шукається за виразами:

$$G_a = G_\epsilon + (N - 1)G_3, \quad B_a = B_\epsilon + (N - 1)B_3, \quad G_{\epsilon,3} = Y_1^2 G_{\kappa\epsilon,3} (1 + t_1^2) / D_{\epsilon,3},$$

$$B_{\epsilon,3} = [Y_1^2 B_{\kappa\epsilon,3} (1 - t_1^2) + Y_1 (Y_1^2 - |Y_{\kappa\epsilon,3}|^2) t_1] / D_{\epsilon,3}, \quad D_{\epsilon,3} = |Y_{\kappa\epsilon,3}|^2 t_1^2 - 2Y_1 B_{\kappa\epsilon,3} t_1 + Y_1^2,$$

де $Y_1 = 1/Z_1$, $t_1 = \text{tg} \theta_1$, і трансформується у значення $Y_c = 1/Z_c$ вхідним трансформатором.

В структурі перемикача з трансформаторами на виходах каналів до складу узагальненого комутуючого елемента крім ключів входить і сам трансформатор, навантажений підвідною лінією з хвильовим опором Z_{c1} , що накладає певні особливості на метод розрахунку такого перемикача: виходячи з умов узгодження, параметрів відрізка лінії в каналах, параметрів ключів і схеми їх з'єднання,

розраховується значення опору на вході трансформатора, а за ним і за Z_{c1} визначаються параметри елементів його схеми.

Причиною резонансних явищ у перемикачі – резонансів закритих каналів, які можуть збуджуватися на певних частотах, як показують результати моделювання, є перехід реактивної складової вхідного опору закритих каналів через нульове значення з перекиданням його фази, що відповідає послідовному резонансу. У перемикачі з паралельним розгалуженням на частоті цього резонансу закриті канали своїм малим опором шунтують вхід, що приводить до розузгодження та до різкого зменшення рівня сигналу на виході відкритого каналу. Отримані співвідношення дозволяють розрахувати частоти цих резонансів в залежності від типу схеми, параметрів елементів трансформаторів та узагальненого комутуючого елемента. На рис. 15,а приведено результати моделювання перемикача 1:4 на робочу частоту 10 ГГц у мікросмушковому виконанні на GaAs підкладці з послідовно ввімкненими

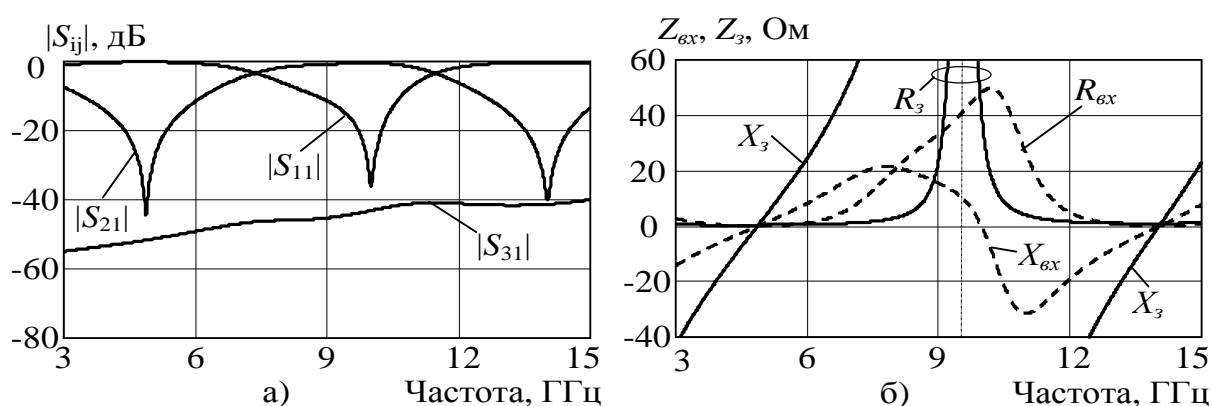


Рис. 15. Частотні характеристики 4-канального перемикача (а) та залежності складових комплексних вхідних опорів його закритих каналів (б)

МЕМС ключами і ступінчастими трансформаторами, розміщеними після розгалуження, де коефіцієнти передачі S_{21} – на відкритий, а S_{31} – на закритий виходи. З кривих для S_{21} видно, що мають місце два резонанси закритих каналів з частотами 4,84 ГГц і 14,08 ГГц. Це підтверджують характеристики (рис. 15,б) складових вхідного опору $Z_3=R_3+jX_3$ закритого каналу і вхідного опору $Z_{ex}=R_{ex}+jX_{ex}$ самого перемикача, з яких видно, що X_3 і X_{ex} переходять через нуль на цих частотах.

Розроблені методи розрахунку дозволяють також компенсувати вплив неоднорідності розгалуження перемикачів. На рис. 16 приведено результати моделювання та експериментального дослідження макету мікросмушкового двоканального перемикача на частоту 2,4 ГГц з трансформатором на вході і паралельно ввімкненими $p-i-n$ -діодними ключами в каналах. Штрих-пунктирні криві відповідають варіанту без впливу неоднорідності. Розрахунок з компенсацією впливу максимально наблизив характеристики (пунктирні лінії) до ідеалізованих. Під'єднання до схеми ланок подання керуючої напруги і розділювальних конденсаторів приводить до деякої зміни частотних залежностей (суцільні криві).

У шостому розділі розглядаються питання розробки аналітичних методів розрахунку дискретних фазообертачів. Для оптимізації схеми одноступінчастого відбивного фазообертача за фазою і за втратами запропоновано вводити в схему

додаткові реактивні елементи, функцію яких можуть також виконувати елементи еквівалентної схеми ключа, елементи конструкції. Розроблено метод розрахунку без обмежень відомих методів на тип і параметри ключів та з можливістю забезпечити допустимі значення електричних параметрів елементів.

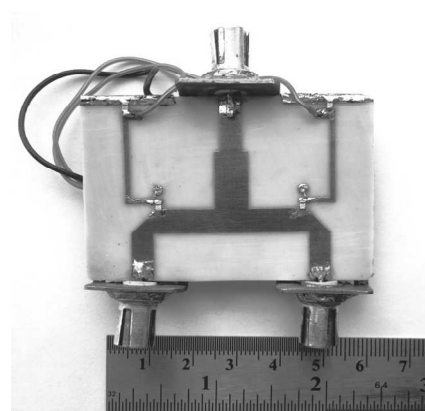
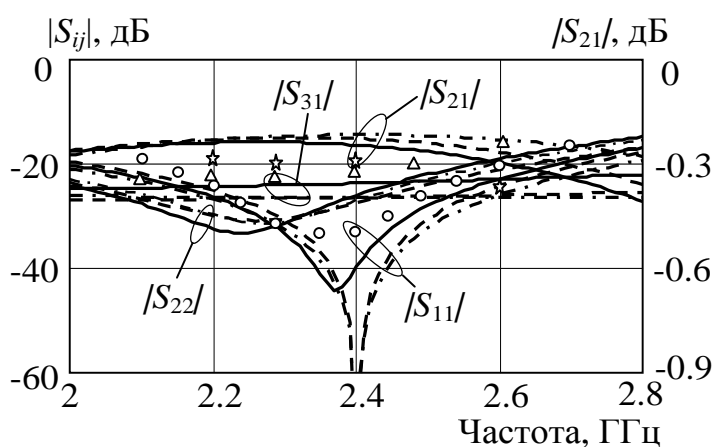


Рис. 16. Характеристики двоканального перемикача з ТЧ на вході та його макет

Завдяки застосуванню вхідних імпедансів парціальних складових СПЗ одноступінчатого прохідного шлейфного фазообертача отримано аналітичні співвідношення для його розрахунку, які, на відміну від відомих, дозволяють компенсувати вплив неоднорідностей трійникових розгалужень.

Для прохідного фазообертача з комутованими каналами розглядалася одна з основних проблем його проектування – забезпечення стабільності дискрету фази шляхом вирівнювання нахилу фазочастотних характеристик (ФЧХ) каналів, кожен з яких утворено симетричним чотиріполюсником, під'єднаним через відрізки ліній електричною довжиною θ . В термінах вхідних опорів парціальних складових чотиріполюсника нахил ФЧХ становить $d\varphi_{21}/df = x'_e/(1+x_e^2) + x'_o/(1+x_o^2) - 2\theta/f$, де x'_e і x'_o – похідні за частотою f від залежностей $x_e(f)$ і $x_o(f)$. На цій основі записано вирази для розрахунку нахилів ФЧХ каналів з чотиріполюсниками у вигляді: відрізка лінії з паралельним шлейфом; ланки П-типу; відрізка зв'язаних ліній.

Причини обмеженого використання петльових дискретних фазообертачів пов'язані з впливом на робочу смугу частот низькоомного шлейфа, не врахованих в існуючих методиках розрахунку реактивних складових ключів, а також конструктивна складність розгалужень. Для вирішення вказаних проблем запропоновано доповнити схему додатковими відрізками ліній, які з'єднують послідовний ключ з входом і виходом (рис. 17,а). При цьому забезпечується виконання другої умови реалізації дискретних симетричних фазообертачів, а шлейф, яким реалізується реактивність jX , матиме високий хвильовий опір. Також спрощується топологія фазообертача, оскільки кінці петлі віддаляються від ключа. З використанням вхідних реактансів x_{ei} , x_{oi} парціальних двополюсників i -го стану, при яких забезпечується заданий дискрет $\Delta\varphi = |\varphi_2 - \varphi_1|$, де φ_i – фаза сигналу на виході в i -му стані ключів, записано співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми з можливістю врахування впливу неоднорідностей розгалужень.

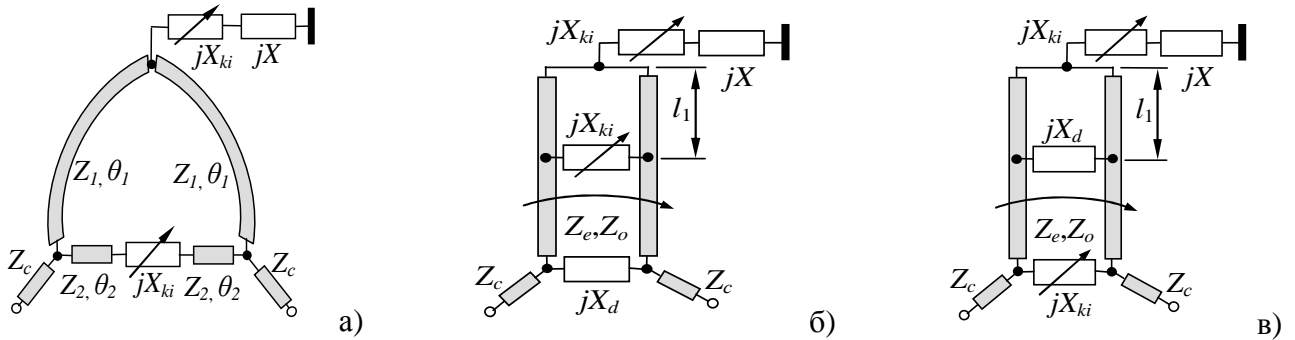


Рис. 17. Петльові фазообертачі: на одиночних відрізках (а), на відрізку ЗСЛ з опором на вході (б) та з ключем на вході (в)

Для використання в структурі петльового фазообертача відрізка ЗСЛ замість відрізків одиночних ліній, які утворюють петлю, запропоновано два варіанти схеми з додатковою реактивністю jX_d , ввімкненою між зв'язаними лініями (рис. 17,б,в), що дозволяє зменшити габарити і спростити топологію пристрою при компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ. Обидві умови реалізації дискретних фазообертачів за такими схемами виконуються, що видно з парціальних складових СПЗ. Це дозволило записати співвідношення для розрахунку ЕП їх елементів з врахуванням реактивних складових ключів. Виявлено, що у таких фазообертачів в стані з закритими ключами при ємнісному опорі jX_d та довгих відрізках може збуджуватися паразитний резонанс, пов'язаний з парціальним двополюсником протифазного збудження, що спостерігається на рис. 18 в результатах моделювання і експериментального дослідження мікросмушкового фазообертача на ЗСЛ з реактивним опором на вході і з $p-i-n$ -діодними ключами, який на частоті 2,4 ГГц забезпечує фазовий дискрет $\Delta\varphi=45^\circ$, де крива 1а відповідає закритим, а крива 1б відкритим діодам. Резонанс в районі частоти 2,6 ГГц пов'язаний з резонансом вхідного опору X_{o1} , що видно з його характеристики. У фазообертача з ключем на вході і короткій довжині відрізка, якому відповідають криві 2а, 2б, резонанс в межах робочої смуги відсутній. Запропоновані схеми доцільно застосовувати для високих значень частот і малих значень фазового дискрету.

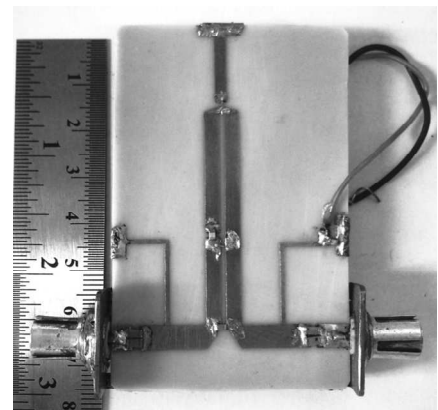
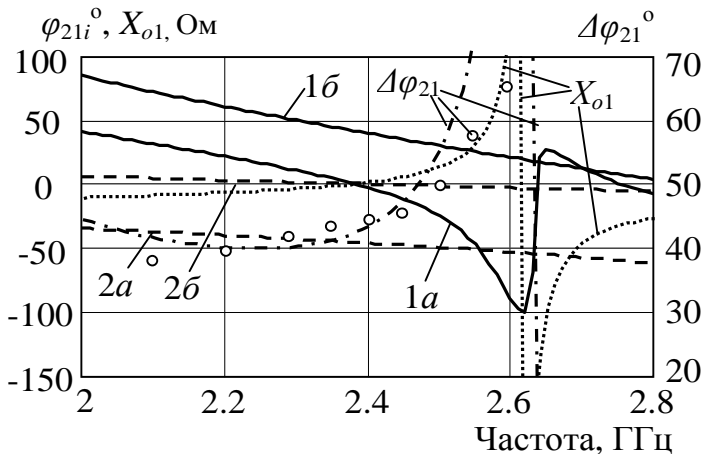


Рис. 18. Частотні залежності фазової затримки фазообертача на ЗСЛ та його макет

Сьомий розділ присвячений методам проектування ЛВП з режимом роботи у двох смугах частот. Отримано співвідношення для розрахунку шлейфної та ступінчастої схем двочастотних трансформаторів імпедансу, а також запропоновано використання з цією метою схем на відрізку ЗСЛ (див. рис. 3, рис.5) з навантаженим з'єднанням односторонніх кінців, зі з'єднаними відрізком діагонально-симетричними кінцями та з діагонально-симетричними навантаженими кінцями і боковими шлейфами, для яких розроблено відповідні методи розрахунку ЕП елементів схем, виходячи зі значень вхідних опорів x_{ei} , x_{oi} парціальних складових, розрахованих за (4) для обох робочих частот f_i при заданих значеннях опору навантаження Z_{ni} і вхідного Z_{bi} . Додаткові реактивні опори, якими навантажено відрізок ЗСЛ, з двома розрахованими для них значеннями реалізуються запропонованими для частотнозалежних вузлів методами. Перевагою схеми з діагонально-симетричним навантаженням і боковими шлейфами є можливість блокування постійного струму одночасно у двох смугах частот, що видно з результатів (рис. 19) ЕМ схеми при трансформації комплексного опору навантаження $28,7-j15,9/28,5+j11,4$ Ом (штрих-пунктирна крива) та опору навантаження 100 Ом в (суцільна крива і результати вимірювань) на частотах $f_1/f_2=2,4/3,9$ ГГц в опір 50 Ом на вході.

Для розробки променевих перемикачів з двома смугами робочих частот запропоновано методику їх розрахунку, яка базується на використанні співвідношень, записаних для одночастотних варіантів схем з розміщенням трансформаторів на вході перед розгалуженням і на виходах каналів, та на співвідношеннях для розрахунку двочастотних трансформаторів імпедансу. В обох варіантах з використанням відрізків лінії після розгалуження розрахунки можуть привести до різних на різних частотах значень їх електричної довжини. В цьому випадку відрізки замінюють на один з запропонованих частотнозалежних вузлів.

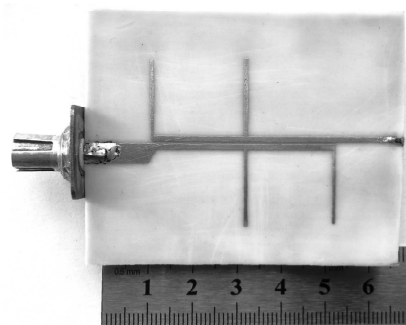
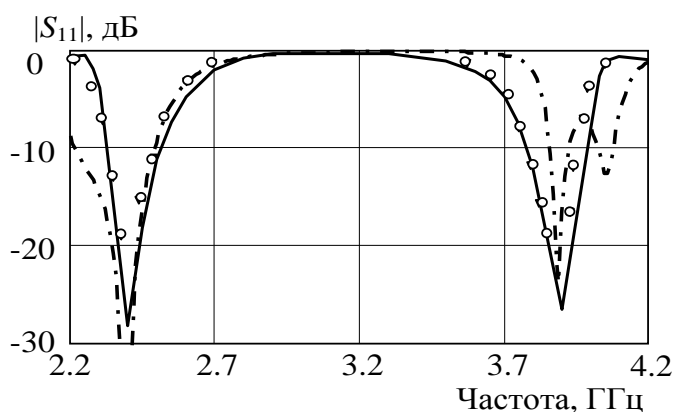


Рис. 19. Частотні характеристики трансформатора на відрізку ЗСЛ та його макет

При реалізації режекторних фільтрів з двома різними в загальному не кратними частотами запирання кращі результати дає використання подібної до одночастотного варіанту структури двоканального типу без послідовного опору. Вибираючи довжину відрізків на f_1 рівною $\theta_{11}=\theta_{21}/2=\pi/(k_f+1)$, що приводить до зміни знаків $\text{tg}\theta_{1i}$ і $\text{tg}(\theta_{2i}/2)$ при переході до другої частоти, а в результаті, до зміни знаків x_{ei} , x_{oi} при зміні знаку паралельного опору X_2 (впливає з виразів для x_{ei} , x_{oi}), то

згідно з твердженням 2 про перестроювання модулі параметрів розсіяння при переході до f_2 не змінюються, тобто схема забезпечує придушення сигналу і на цій частоті. Результати розробки та дослідження макету режекторного фільтра з двома частотами режекції 2,4/3,9 ГГц у мікросмушковому виконанні приведено на рис. 20, де пунктирна крива отримана при СМ, а суцільна крива при ЕМ фільтра.

Для розробки смуго-пропускних фільтрів з двома в загальному не кратними робочими смугами частот запропоновано підхід, оснований на доповненні частотнозалежними елементами ланок відомої схеми СПФ на паралельно зв'язаних смужкових резонаторах з безпосереднім зв'язком, яку можна розглядати, як послідовне з'єднання секцій з відрізків ЗСЛ. Запропоновано замість них використовувати резонаторні секції на відрізку ЗСЛ з діагонально-симетричними навантаженнями і боковими шлейфами (див. рис.5). Метод розрахунку розроблено на основі еквівалентної заміни вихідної одночастотної секції базового фільтра на нову двочастотну секцію з використанням рівності вхідних опорів їх парціальних

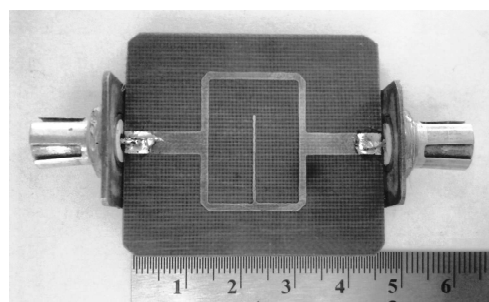
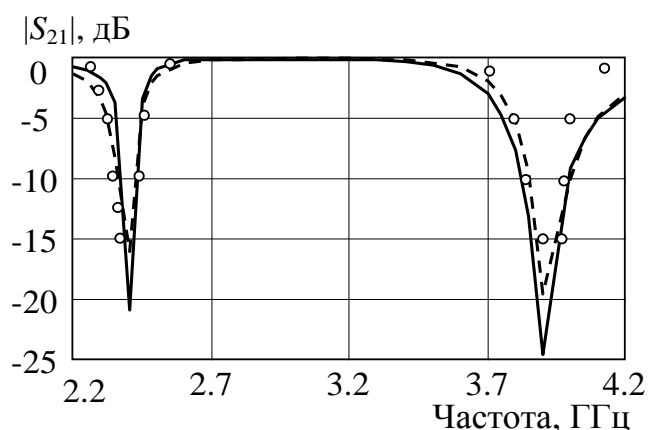


Рис. 20. Характеристики режекторного фільтра двоканального типу та його макет

складових. При цьому розрахунки можна здійснювати у відповідності до твердження 2, чи до твердження 3 про перестроювання. У другому випадку бокові шлейфи не використовуються, а довжина відрізків у двічі коротша, ніж у першому випадку. На рис. 21 приведено результати розробки та дослідження мікросмушкового двосмугового СПФ з центральними частотами 2,4 ГГц і 5,2 ГГц робочих смуг (пунктирні лінії відносяться до базового односмугового фільтра). В

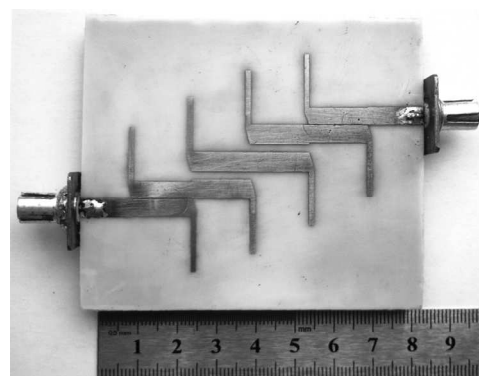
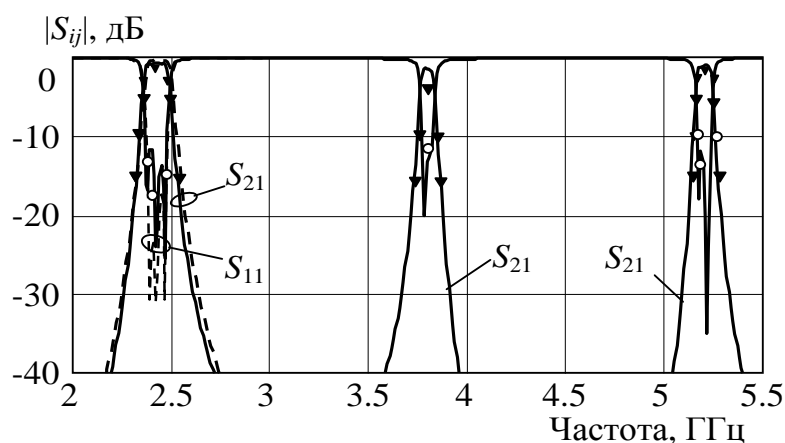


Рис. 21. Частотні характеристики двосмугового СПФ на ЗСЛ та його макет

районі середньої частоти, де електрична довжина відрізків і шлейфів стає рівною $\pi/2$ і схема функціонує, як звичайний фільтр, виникла додаткова смуга пропускання. Для її придушення достатньо використати одну окрему секцію зі шлейфами.

На основі приведеного варіанту реалізації двосмугового СПФ та записаних для нього аналітичних співвідношень запропоновано метод розробки смугових фільтрів з електронним перестроюванням робочої смуги частот керуючими елементами, під'єднаними до навантажених кінців, чи до шлейфів фільтра.

Підхід, який базується на еквівалентній заміні елементів вихідної структури на частотнозалежні вузли з використанням вхідних імпедансів парціальних складових СПЗ, застосовано для розробки методу розрахунку двочастотного нерівноплечого подільника з різним розподілом потужності на робочих частотах. При цьому записано вирази для розрахунку ЕП елементів двочастотних Т- і П-ланок (з відрізка лінії і реактивних опорів), які необхідні для еквівалентної заміни відрізка з різними для різних частот значеннями хвильового опору та електричної довжини.

Запропоновано узагальнену схему двочастотного рівноплечого подільника потужності на відрізках ЗСЛ (рис. 22,а), на основі якої записано аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП елементів ряду варіантів такої схеми: на двох однакових відрізках ЗСЛ з шлейфами і з трансформатором ТЧ на вході ($\theta_d=0$, $Z_{ae,o}=Z_{be,o}$); на одному відрізку ЗСЛ ($\theta_b=\theta_d=0$) з трансформатором на вході і боковими

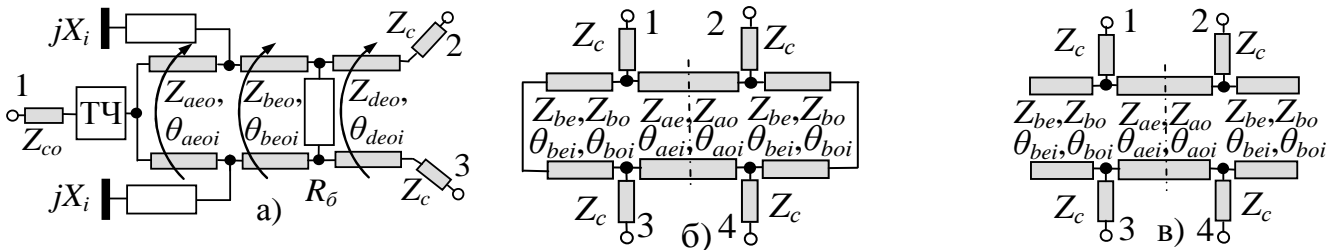


Рис. 22. Двочастотні схеми на ЗСЛ: подільника (а), СВ з закороченими (б) і розімкненими (в) боковими секціями

шлейфами; безтрансформаторної з віддаленими виходами ($X_i=\infty$, $\theta_b=0$); на двох відрізках ЗСЛ ($\theta_d=0$) без трансформатора зі шлейфами. На рис. 23 приведено результати ЕМ та експериментальних досліджень варіанту подільника на двох відрізках ЗСЛ з боковими шлейфами без ТЧ у мікросмужковому виконанні для роботи на частотах 0,95/2,15 ГГц.

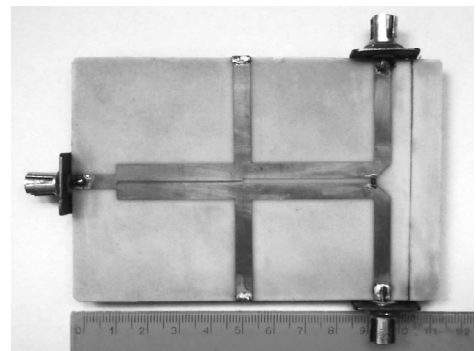
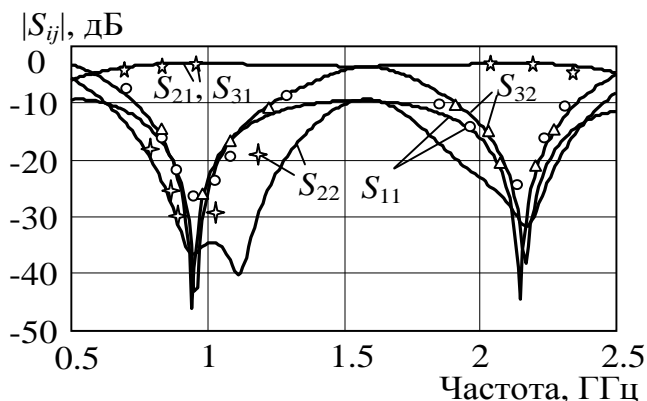


Рис. 23. Характеристики подільника на двох відрізках ЗСЛ та його макет

Для приведених на рис. 22,б,в структур спрямованого відгалужувача на відрізках ЗСЛ (відомої з закороченими боковими секціями і запропонованої з розімкненими секціями) на основі вхідних опорів парціальних складових спрямованого восьмиполюсника і тверджень стосовно зміни при перестроюванні його параметрів розроблено методи розрахунку двочастотних спрямованих відгалужувачів. На відміну від відомих, вони дозволяють реалізувати за схемою рис.22,б ТСВ з виходами 3 і 4 та ССВ з виходами 2 і 4, і за схемою рис. 22,в ПСВ з виходами 2 і 3, дозволяють розробляти СВ з довільним перехідним загасанням, з різними варіантами довжини відрізків ЗСЛ і забезпечувати можливі для реалізації значення їх хвильових опорів. Крім того, розроблено метод розрахунку двочастотного варіанту трисекційного СВ (рис.12,г), що при $C > 7$ дБ дозволяє отримати одну розширену, яка може досягати октави, робочу смугу частот.

Метод вхідних опорів парціальних складових спрямованого восьмиполюсника і твердження стосовно їх зміни при перестроюванні лежать в основі розроблених методів розрахунку двочастотних двошлейфних СВ. Розглянуто різні варіанти під'єднання додаткових реактивних елементів (фотографії макетів таких СВ приведено на рис. 24): з навантаженими плечима (рис. 24,а); з навантаженими відрізками і шлейфами (рис. 24,б); з частковим навантаженням (рис. 24,в). При цьому можна забезпечити як однакові, так і різні на різних частотах значення перехідного загасання C_i . Для розрахунків задаються значення k_f , C_1 , C_2 і для кожної частоти аналогічна одночастотному випадку комбінація фаз φ_{41i} і φ_{21i} . Можливість її вибору, на відміну від відомих методів, дозволяє розробляти СВ в широкому діапазоні значень k_f для малої і великої різниці C_i з додатними для реалізації значеннями ЕП, з однаковими, або з протилежними знаками різниці фаз сигналів на виходах в робочих смугах. На рис. 25 приведено результати ЕМ (рис. 25,а) та результати вимірювань (рис. 25,б) СВ з навантаженими відрізками і шлейфами, розрахованого на перехідне загасання 10/3 дБ для частот 2,4/3,9 ГГц при комбінації фаз $\varphi_{41i}=0$, $\varphi_{211}=-\pi/2$, $\varphi_{212}=+\pi/2$.

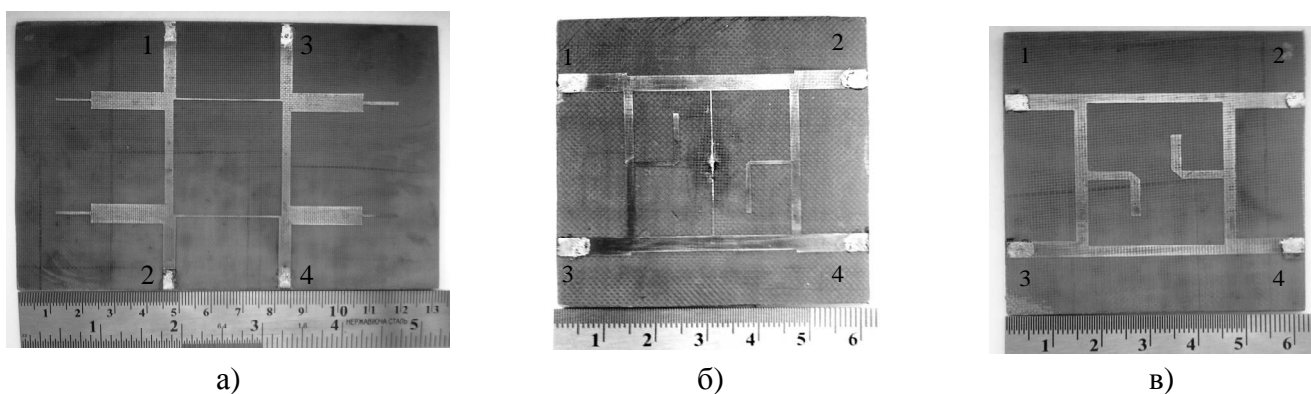


Рис. 24. СВ з навантаженими плечима (а), відрізками і шлейфами (б), шлейфами (в)

У випадку тришлейфного СВ, для якого розроблено метод розрахунку, існують обмеження за рівнем перехідного загасання ($C < 10$ дБ) і за частотним коефіцієнтом $k_f=1,5-3$, зумовлені можливістю забезпечити фізично допустимі

значення хвильових опорів. Запропонований метод дозволяє розробляти пристрої з короткими, чи з довгими шлейфами при значеннях C в допустимих межах.

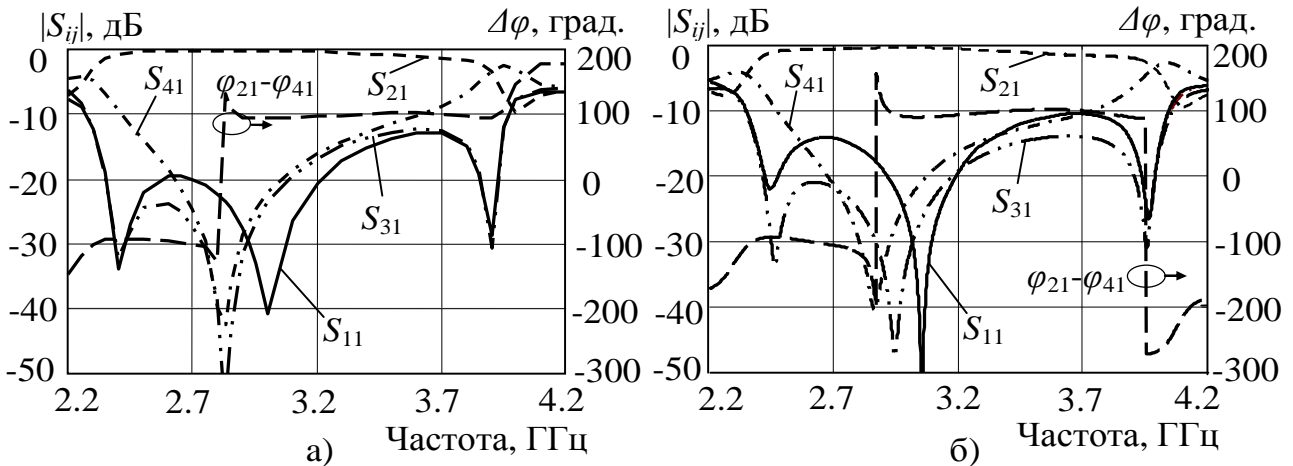


Рис. 25. Частотні характеристики СВ з навантаженими відрізками і шлейфами за результатами ЕМ (а) та вимірювання (б)

ВИСНОВКИ

У результаті теоретичних досліджень, моделювання і експериментів у дисертаційній роботі розв'язано важливу науково-прикладну проблему розробки нових і удосконалення існуючих схемних рішень ЛВПП надвисокочастотного діапазону та методів їх проектування для забезпечення високих технічних параметрів і економічних показників. При цьому отримано такі наукові результати.

1. В процесі аналізу сучасних САПР смужкових пристроїв надвисоких частот у більшості випадків виявлена відсутність у їх структурі програмних модулів для розрахунку чи синтезу конструктивних параметрів за їх робочими параметрами, а аналіз відомих схемних рішень ЛВПП і записаних для них в одномодовому наближенні співвідношень для визначення за робочими параметрами електричних параметрів елементів схеми, від яких далі здійснюється перехід до конструктивних параметрів, вказує на існування ряду наближень та обмежень в питаннях:

- доповнення схем додатковими реактивними елементами та застосування відрізків зв'язаних ліній з метою покращення технічних характеристик пристроїв;

- компенсації впливу неоднорідностей у структурі пристрою та різниці фазових швидкостей мод відрізків зв'язаних ліній, врахування набігу фази в елементах з реальними, а не точковими розмірами, врахування еквівалентних параметрів ключів різного типу і способу ввімкнення у пристроях з дискретною зміною стану, забезпечення частотної стабільності дискрету фази фазообертачів з комутованими каналами, визначення граничних значень робочих параметрів променевих перемикачів та електричних параметрів їх елементів при різних варіантах та схемах узгодження і виявлення резонансів закритих каналів;

- розробки пристроїв з двома робочими смугами частот для трансформації комплексного опору, ділення та спрямованого відгалуження потужності з застосуванням відрізків зв'язаних ліній при забезпеченні допустимих для реалізації

значень їх хвильових опорів, значень додаткових реактивностей, знаку різницевого фазового зсуву вихідних сигналів та їх співвідношення у частотних смугах при відгалуженні, а також розробки двочастотних режекторних та смугових фільтрів.

Аналітичні методи розрахунку ЛВПП, розроблені в одномодовому наближенні без вказаних обмежень, дозволяють отримати значення електричних параметрів елементів схем максимально близькі до реальних величин, дозволяють оцінити гранично досяжні значення параметрів пристрою, виділити головні фізичні закономірності, зменшити затрати часу на процес оптимізації, і тим самим дозволяють підвищити ефективність проектування ЛВПП надвисоких частот.

2. Вперше в рамках розвитку теорії високочастотних кіл та багатополісників:

- отримано нові аналітичні співвідношення, які встановлюють зв'язки хвильових параметрів симетричного багатополісника та ідеально спрямованого повністю симетричного восьмиполісника з вхідними імпедансами їх парціальних складових синфазно-протифазного збудження, що, на відміну від відомих методів, дозволяє записати умови узгодження та розв'язки в термінах вхідних імпедансів, а їх значення розраховувати за робочими параметрами, усунути необхідність складних матричних перетворень з накладанням окремих обмежень і спрощень;

- отримано нові співвідношення для схеми трансформації імпедансу, які зв'язують її комплексний вхідний опір з комплексним опором навантаження через вхідні імпеданси парціальних двополісників синфазно-протифазного збудження симетричного трансформуючого чотириполісника, з яких записано вирази для розрахунку вхідних імпедансів за заданими вхідним опором і опором навантаження;

- сформульовано ряд тверджень стосовно можливої зміни вхідних імпедансів під час перестроювання симетричного багатополісника, при яких його хвильові параметри не змінюються, чи змінюються тільки їх фази, тобто не змінюється розподіл потужності сигналу між виходами, що дозволило узагальнити підходи до розробки двочастотних пристроїв та запропонувати методи реалізації необхідних для цього двочастотних реактивних елементів;

- сформульовано нові умови допустимої реалізації дискретного прохідного фазообертача на базі симетричного чотириполісника, які дозволяють встановити придатність схеми чотириполісника для розробки фазообертача за розміщенням в ній ключів та за можливістю запису аналітичних розрахункових співвідношень.

3. Вперше для схем на відрізку двох однакових зв'язаних смужкових ліній (ЗСЛ) з одностороннім, двостороннім і діагонально-симетричним навантаженням двох його кінців, доповненого дискретними елементами, відрізком лінії між кінцями, під'єднаними до бокових сторін шлейфами, відрізками одиночних ліній на входах, з використанням запропонованого вперше еквівалентного подання відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням, встановленої відповідності між функціональним призначенням пристрою на базі симетричного чотириполісника і вхідними опорами його парціальних складових, отриманих виразів для розрахунку групового часу затримки та забезпечення режекції сигналу на заданій частоті записано аналітичні співвідношення для розробки пристроїв:

- трансформації опору навантаження, в тому числі і для запропонованої схеми трансформатора імпедансу з блокуванням постійного струму (патент на корисну

модель № 93881, Бюл. № 20 від 27.10. 2014) з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ, що для розробленого прикладу дозволило на робочій частоті 2,4 ГГц піднести рівень узгодження до 30 дБ;

– пристроїв групової і фазової затримки, у яких, для прикладу, використання додаткових дискретних ємностей у структурі диференціального фазообертача Шіфмана з різницевою фазовою затримкою 90° на робочій частоті 5 ГГц у мікросмужковому виконанні зі з'єднаними кінцями відрізка ЗСЛ дозволило покращити вхідне узгодження порівняно з відомою реалізацією на 30 дБ;

– схем режекції сигналу, в тому числі запропонованої на відрізку ЗСЛ (патент на корисну модель №54127, Бюл. №20 від 25.10.2010), а також двоканальної схеми з режекцією сигналу на заданій частоті та з можливістю її перестроювання (патенти на корисну модель №43393, Бюл. №15 від 10.08.2009, №53392, Бюл. №19 від 11.10.2010). Так в залежності від навантаження відрізка ЗСЛ на частоті 2 ГГц можна забезпечити придушення сигналу на рівні від 15 до 40 дБ, а при введенні дискретних елементів керування станом можна перестроювати частоту режекції в межах 500-600 МГц без зміни рівня загасання.

6. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розробки рівноплечих подільників потужності на одиночних і зв'язаних лініях на основі узагальненої схеми, у якій на відміну від відомих використано лінії на вході і виходах з різними значеннями хвильових опорів, балансний резистор з кінцевими розмірами і комплексним опором, відрізки ліній в ізолюючій ланці, еквівалентні схеми неоднорідностей трійників, додаткові реактивні опори на вході і виходах, в тому числі з відрізком одиночної лінії на вході подільника на ЗСЛ (патент на корисну модель №67503, Бюл. №4 від 27.02.2012), і з заміною відрізків одиночних ліній відрізками ЗСЛ зі з'єднаними чи з розімкненими кінцями, що дозволяє забезпечити необхідні частотні властивості, зменшити розміри, компенсувати вплив різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ, підвищуючи при цьому, як видно з прикладів розрахунку та вимірювань, рівень узгодження і розв'язки більше ніж на 10 дБ.

7. Вперше на основі теорії вхідних опорів парціальних складових синфазно-протифазного збудження спрямованих восьмиполіусників з повною симетрією отримано нові аналітичні співвідношення для розрахунку:

– протиспрямованих відгалужувачів на відрізках ЗСЛ з використанням додаткових дискретних елементів, чи двох пар бокових шлейфів з довільним, на відміну від відомих методів, їх розміщенням, відрізків ліній на входах (патент на корисну модель №59740, Бюл. №10 від 25.05.2011), двох бокових коротких відрізків ЗСЛ, а також для розрахунку співспрямованих і трансспрямованих відгалужувачів, в тому числі і кросоверів (безконтактного перетину ліній), на відрізку ЗСЛ з довільним, на відміну від відомих методів, значенням перехідного загасання і простою структурою, результати теоретичних та експериментальних досліджень яких показують, що в кожному із розглянутих випадків внаслідок компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ забезпечується рівень спрямованості не менше 30 дБ в 20% смузі частот;

– двошлейфних спрямованих відгалужувачів з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень, що дозволяє забезпечити спрямованість

на рівні до 30 дБ, та тришлейфних спрямованих відгалужувачів і кросоверів, з можливістю, на відміну від відомих методів, задавати фазову затримку при відгалуженні і довжину шлейфів, забезпечуючи задану ширину робочої смуги.

8. Вперше для багатоканальних перемикачів променевого типу:

– завдяки введенню поняття узагальненого комутуючого елемента з його структурою і параметром якості отримано аналітичні співвідношення для пошуку граничних і можливих значень втрат у відкритому каналі та розв'язки входу з виходами закритих каналів, що дозволяє вибирати тип ключів і схему їх з'єднання;

– отримано аналітичні співвідношення для розрахунку перемикачів з розміщенням трансформуючих чотириполюсників у каналах після розгалуження, на вході схеми та на виходах каналів без обмежень на типи ключів і схему їх включення, з компенсацією впливу неоднорідності розгалуження, що, наприклад, для схеми 4-канального мікросмужкового перемикача на частоту 15 ГГц з МЕМС-ключами, на відміну від відомого варіанту, дозволило без використання оптимізаційної процедури при простій схемі узгодження отримати розв'язку на рівні 30 дБ і вище, а також досліджено причини виникнення паразитних резонансів закритих каналів та запропоновано методику визначення частот цих резонансів.

9. Вперше для розробки пристроїв дискретного керування фазою сигналу:

– отримано співвідношення для розрахунку оптимізованого за втратами і фазою відбивного фазообертача з додатковими реактивностями без обмежень, на відміну від відомих методів, на тип та параметри ключів і відрізків ліній, та вирази для розрахунку шлейфного фазообертача з компенсацією впливу неоднорідностей розгалужень, що на прикладі розробки мікросмужкового варіанту з дискретом фази 90° на частоту 10 ГГц дозволило забезпечити узгодження на рівні до 30 дБ при заданому значенні дискрету в той час, як відхилення від нього під впливом неоднорідностей перевищувало 20° ;

– запропоновано схему петльового фазообертача на одиночних лініях з додатковими відрізками для рознесення входу і виходу, а також нові схеми петльового фазообертача на відрізу ЗСЛ (патент на корисну модель №35859, Бюл. №19 від 10.10.2008) та аналітичні співвідношення для їх розрахунку з врахуванням реактивних складових ключів і впливу неоднорідностей, що дозволило, наприклад, у мікросмужкового *p-i-n*-діодного петльового фазообертача з дискретом фази 90° на частоті 2,4 ГГц забезпечити узгодження на рівні 30 дБ і задане значення дискрету тоді, як без врахування впливу неоднорідностей похибка складала 15° ;

– записано співвідношення для нахилу фазочастотної характеристики (ФЧХ) симетричного чотириполюсника в термінах вхідних опорів його парціальних складових синфазно-протифазного збудження, яке запропоновано застосовувати для вирівнювання нахилів ФЧХ каналів дискретного фазообертача на комутованих каналах для забезпечення стабільності дискрету фази, і записано вирази для розрахунку нахилу ФЧХ схем на базі навантаженого відрізка лінії і зв'язаних ліній.

10. Вперше для забезпечення роботи у двочастотному режимі запропоновано:

– методи розрахунку трансформаторів комплексного опору навантаження у комплексний вхідний опір з ступінчастою схемою і схемами на відрізках ЗСЛ, в

тому числі з блокуванням постійного струму, та методику розробки з їх використанням двочастотних променевих перемикачів;

- варіант реалізації двочастотного режекторного фільтра за схемою двоканального типу і метод розрахунку електричних параметрів його елементів;

- підхід до реалізації смуго-пропускних фільтрів оснований на використанні односмугової структури на паралельно зв'язаних смужкових резонаторах з новим варіантом резонаторних ланок (патент на корисну модель №73476, Бюл. №18 від 25.09.2012) та методом їх розрахунку, що застосовано також для розробки фільтрів з перестроюванням робочої смуги частот;

- реалізацію методу еквівалентної заміни на основі вхідних імпедансів, з застосуванням якого записано вирази для розрахунку двочастотних еквівалентних Т- і П-ланок та розроблено методику розрахунку нерівноплечих подільників з різним розподілом потужності на різних частотах;

- узагальнену схему та аналітичні вирази для рівноплечого подільника на відрізках ЗСЛ, на основі чого запропоновано методи розрахунку ряду модифікацій, які, порівняно з існуючими, можуть використовуватися і при розробці подільників з відношенням робочих частот, меншим за двократне, забезпечувати допустимі для реалізації значення хвильових опорів відрізків при ширині робочих смуг, в залежності від варіанту, в межах 10-20% на рівні розв'язки 20 дБ, а також для розробки подільників з одною широкою до 80% робочою смугою;

- методи розробки двочастотних спрямованих відгалужувачів на відрізках ЗСЛ з різними значеннями перехідного загасання, різними варіантами довжини відрізків, з забезпеченням допустимих для реалізації значень їх хвильових опорів, а також вперше запропоновано метод розрахунку у двочастотному варіанті трисекційного СВ з одною розширеною смугою частот, яка при перехідному загасанні, більшому за 7 дБ, може досягати октави зі спрямованістю на рівні 30 дБ;

- методи розробки двошлейфних спрямованих відгалужувачів з додатковими реактивностями (патент на корисну модель № 85478, Бюл. №22 від 25.11.2013), що дозволяє забезпечити різні значення перехідного загасання, однакові чи протилежні знаки різниці фаз сигналів на виходах у смугах частот, допустимі для реалізації параметри відрізків ліній і реактивностей, та тришлейфного відгалужувача з вибором довжини шлейфів для забезпечення заданих робочих параметрів.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Прудюс И. Н. Двухполосные устройства на базе отрезка полосковых связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками/ И. Н. Прудюс, В. И. Оборжицкий // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 57, № 12. – С. 16-29. – (Известия вузов).

2. Prudyus I. Design of dual-band two-branch-line couplers with arbitrary coupling coefficients in bands / I. Prudyus, V. Oborzhytskyy // Radioengineering. – 2014. – 23. – № 4. – P. 1099-1108.

3. Прудюс И. Н. Принципы разработки аналитических методов расчета двухчастотных полосковых направленных ответвителей с полной симметрией

структуры / И. Н. Прудюс, В. И. Оборжицкий // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 57, № 4. – С. 19-32. (Известия вузов).

4. Оборжицкий В. И. Особенности расчета дискретных СВЧ-фазовращателей с переключаемыми каналами / В. И. Оборжицкий, В. Д. Гонтар // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 2(68). – С. 23-28.

5. Прудюс И. Н. Новый подход к аналитическому расчету полосковых направленных ответвителей с полной симметрией структуры / И. Н. Прудюс, В. И. Оборжицкий // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54, № 9. – С. 12-23. – (Известия вузов).

6. Оборжицкий В. И. Метод расчета многоканальных лучевых переключателей с согласующим отрезком на входе/ В. И. Оборжицкий // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 6(72). – С. 16-19.

7. Оборжицкий В. І. Проектування симетричних спрямованих відгалужувачів з двома робочими смугами частот на базі відрізків зв'язаних смужкових ліній передачі / В. І. Оборжицький, О. В. Самсонюк // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2012. – № 738 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 80-87.

8. Прудюс І. Н. Проектування смужкових спрямованих відгалужувачів на зв'язаних лініях передачі з підвищенням спрямованості без використання дискретних елементів / І. Н. Прудюс, В. І. Оборжицький, О. В. Самсонюк // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2011. – № 705 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 46-51.

9. Прудюс І. Н. Методи розрахунку трансформуючих пристроїв на базі відрізка зв'язаних ліній передачі з одностороннім навантаженням / І. Н. Прудюс, В. І. Оборжицький, О. В. Самсонюк // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2010. – № 680 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 80-85.

10. Оборжицький В. І. Мікрохвильові двочастотні трансформатори імпедансу з симетричною структурою на основі відрізка зв'язаних ліній передачі / В. І. Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2009. – № 645 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 23-29.

11. Оборжицький В. І. Розрахунок електричних параметрів дискретних шлейфних фазообертачів з урахуванням впливу неоднорідностей трійників / В. І. Оборжицький, В. Д. Гонтар // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2008. – № 618 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 52-57.

12. Оборжицький В. І. Метод розрахунку багатоканальних перемикачів з узгоджувальними трансформаторами / В. І. Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2007. – № 595 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 22-28.

13. Оборжицький В. І. Розрахунок електричних параметрів напрямлених відгалужувачів на зв'язаних лініях передачі з компенсуючими реактивностями / В. І. Оборжицький // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2006. – № 2(16). – С. 37-41.

14. Оборжицький В. І. Трансформуючі властивості відрізка зв'язаних ліній передачі з двостороннім симетричним навантаженням / В. І. Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2006. – № 557 : *Радіоелектроніка та телекомунікації*. – С. 44-48.

15. Оборжицький В. І. Використання особливостей симетрії лінійних високочастотних пристроїв у методах їх синтезу / В. І. Оборжицький // *Моделювання та інформаційні технології: Зб. наук. праць*. – К.: ІПМЕ НАНУ, 2005. – Вип. 29. – С. 129-135.

16. Оборжицький В. І. Метод розрахунку параметрів симетричного високочастотного чотириполюсника в задачах трансформації імпедансу / В. І. Оборжицький // *Моделювання та інформаційні технології: Зб. наук. праць*. – К.: ІПМЕ НАНУ, 2005. – Вип. 34. – С. 131-137.

17. Оборжицький В.І. Розрахунок електричних параметрів фазообертача на базі відрізка зв'язаних ліній передачі з врахуванням впливу неоднорідностей / В. І. Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2005. – № 534 : *Радіоелектроніка та телекомунікації*. – С. 64-68.

18. Оборжицький Валерій. Реалізація комп'ютерного проектування дискретних НВЧ фазообертачів з комутуючими МЕМС елементами в інтегрованому виконанні / Валерій Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2004. – № 522 : *Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика*. – С. 90-96.

19. Оборжицький Валерій. Особливості синтезу електричних параметрів багатоканальних НВЧ перемикачів / Валерій Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2004. – № 508 : *Радіоелектроніка та телекомунікації*. – С. 207-215.

20. Оборжицький В. Врахування впливу неоднорідностей трійникових розгалужень при синтезі НВЧ пристроїв / В. Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2003. – № 477 : *Радіоелектроніка та телекомунікації*. – С. 169-176.

21. Оборжицький В. І. Синтез двошлейфного моста на базі смужкових ліній передачі з врахуванням впливу неоднорідностей / В. І. Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2002. – № 443 : *Радіоелектроніка та телекомунікації*. – С. 124-126.

22. Оборжицький Валерій. Особливості синтезу дискретних відбивних НВЧ фазообертачів / Валерій Оборжицький, Олег Самсонюк // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2001. – № 428 : *Радіоелектроніка та телекомунікації*. – С. 137-140.

23. Оборжицький Валерій. Врахування впливу параметрів резисторної ланки балансного подільника потужності НВЧ / Валерій Оборжицький // Вісник Державного університету “Львівська політехніка”. – 2000. – № 399 : *Радіоелектроніка та телекомунікації*. – С. 120-122.

24. Oborzhytskyu Valeriy. Features of dual-frequency passive devices design for the radio channel of wireless access systems / Valeriy Oborzhytskyu, Ivan Prudyus, Oleg Samsonyk // *Problems of Infocommunications Science and Technology PIC S&T'2014* :

2014 First Intern. Scientific-Practical conf., October 14-17, 2014: proceed. of conf. – Kharkiv, Ukraine. – 2014. – P. 160-162.

25. Oborzhytskyu Valeriy. Increase of Design Efficiency of Linear Passive Microwave Devices in Integrated Execution through the Applying of Structure Symmetry Properties / Valeriy Oborzhytskyu // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2014 : Intern. conf., Febr. 25-March 1, 2014 : proceed. of conf. – Lviv-Slavske, Ukraine. – 2014. – P. 44-46.

26. Оборжицкий В. И. Двухполосный двухшлейфный направленный ответвитель с двумя реактивными элементами / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2013: 23-я Междунар. Крымская конф., 8-13 сент. 2013 г. : матер. конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2013. – С. 697-698.

27. Оборжицкий В. И. Применение нагруженных звеньев для разработки двухполосовых полосно-пропускающих фильтров на параллельно связанных полосковых резонаторах / В. И. Оборжицкий, И. Н. Прудюс // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2012: 22-я Междунар. Крымская конф., 10-14 сент. 2012 г. : матер. конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2012. – С. 537-538.

28. Oborzhytskyu Valeriy. Design of dual-frequency TEM-mode coupled-line directional couplers / Valeriy Oborzhytskyu, Oleg Samsonyuk // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2012 : Intern. conf., Febr. 21-24, 2012 : proceed. of conf. – Lviv-Slavske, Ukraine. – 2012. – P. 179.

29. Прудюс И. Н. Метод разработки двухчастотных равноплечих делителей мощности на связанных линиях передачи / И. Н. Прудюс, В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2011: 21-я Междунар. Крымская конф., 12-16 сент. 2011 г. : матер. конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2011. – С. 612-613.

30. Прудюс И. Н. Метод расчета электрических параметров транснаправленного ответвителя на связанных линиях / И. Н. Прудюс, В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2010: 20-я междунар. Крымская конф., 13-17 сент. 2010 г.: материалы конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2010. – С. 632-633.

31. Oborzhytskyu Valeriy. The matching of two-coupled lines microwave transforming four-poles without discrete elements using / Valeriy Oborzhytskyu // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2010 : Intern. conf., Febr. 23-27, 2010 : proc. of conf. – Lviv-Slavske, Ukraine. – 2010. – P. 66.

32. Oborzhytskyu V. I. The use of equivalent replacement method for design of dual-frequency balanced devices / V. I. Oborzhytskyu, I. N. Prudyus // Antenna theory and techniques ICATT'2009 : 7th Intern. conf., Oct. 6-9, 2009 : proceed. of conf. – Lviv, Ukraine. – 2009. – P. 99-101.

33. Оборжицкий В. И. Метод расчета двухполосных микроволновых переключателей лучевого типа / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2009: 19-я Междунаро. Крымская

конф., 14-18 сент. 2009 г. : матер. конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2009. – С. 475-476.

34. Oborzhytskyy Valeriy. Group delay of signal in microwave symmetrical two-ports / Valeriy Oborzhytskyy // The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics CADSM'2009 : Xth Intern. conf., Febr. 24-28, 2009 : proceed. of conf. – Lviv-Polyana, Ukraine. – 2009. – P. 119-120.

35. Оборжицкий В. И. Метод расчета дискретных фазовращателей петлевого типа на связанных линиях передачи / В. И. Оборжицкий, О. В. Самсонюк // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2008: 18-я Международ. Крымская конф., 8-12 сент. 2008 г. : материалы конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2008. – С. 517-518.

36. Oborzhytskyy Valeriy. Realizability conditions of digital phase shifters based on the symmetric four-pole circuits / Valeriy Oborzhytskyy // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2008 : IX Intern. Conf., 19-23 Febr. 2008 : proceed. of conf. – Lviv-Slavsko, Ukraine. – 2008. – P. 185-186.

37. Oborzhytskyy V. I. Design of SPMT switches matched by means of transforming four-poles / V. I. Oborzhytskyy // Antenna theory and techniques ICATT'2007 : 6th Intern. conf., Sept. 17-21, 2007 : proceed. of conf. – Sevastopol, Ukraine. – 2007. – P. 137-139.

38. Оборжицкий В. И. Метод расчета дискретного петлевого фазовращателя с учетом параметров ключей / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2007: 17-я Международ. Крымская конф., 10-14 сент. 2007г.: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2007. – С. 461-462.

39. Oborzhytskyy Valeriy. Method of microwave SPMT switches operating parameters boundary values computation / Valeriy Oborzhytskyy // The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics CADSM'2007 : IXth Intern. Conf., 20-24 Febr. 2007 : proceed. of conf. – Lviv-Polyana, Ukraine. – 2007. – P. 111-112.

40. Оборжицкий В. И. Метод расчета электрических параметров трансформирующих устройств на базе отрезка связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международ. Крымская конф., 11-15 сент. 2006 г.: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – С. 531-532.

41. Oborzhytskyy Valeriy I. Methods for calculation of electrical parameters of microwave devices with the loaded section of two-coupled lines / Valeriy I. Oborzhytskyy // Microwave, radar and wireless communications MIKON-2006: 16th Intern. Conf., May 22-24, 2006 : proceed. of conf., vol. 1. – Krakow, Poland. – 2006. – P. 326-329.

42. Oborzhytskyy Valeriy. Discontinuities effect compensation in the narrowband matching circuits, based on transmission-line transformers / Valeriy Oborzhytskyy // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2006 : Intern. conf., Febr. 28-March 4, 2006 : proceed. of conf. – Lviv- Slavsko, Ukraine. – 2006. – P. 486-487.

43. Оборжицкий В. И. Метод синтеза фиксированных фазовращателей на базе нагруженного отрезка связанных линий передачи / В. И. Оборжицкий, О. В.

Самсонюк // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2005: 15-я междунар. Крымская конф., 12-16 сент. 2005 г.: материалы конф. – Севастополь, Украина. – 2005. – С. 533-534.

44. Oborzhytskyy V. I. A method of synthesis three-port 3-dB power divider taking into account discontinuities effect / V. I. Oborzhytskyy // Antenna theory and techniques ICATT'2005 : 5th Intern. conf., May 24-27, 2005 : proceed. of conf. – Kyiv, Ukraine, 2005. – P. 443-445.

45. Oborzhytskyy V. Specificity in design of control microwave devices with MEMS SPMT switches / V. Oborzhytskyy, O. Samsonyuk // The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics CADSM'2005 : VIIIth Intern. conf., Febr. 23-26, 2005 : proceed. of conf. – Lviv-Polyana, Ukraine. – 2005. – P. 502-505.

46. Оборжицкий В. И. Синтез параметров СВЧ переключателей методом трансформации импеданса с компенсацией влияния неоднородности разветвления / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2004: 14-я Международ. Крымская конф., 13-17 сент. 2004 г.: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2004. – С. 439-440.

47. Оборжицкий В. И. Двухчастотные трехшлейфные направленные ответвители / В. И. Оборжицкий // Современные информационные и электронные технологии : 13-я междунар. научно-практич. конф., 4-8 июня 2012 г. : труды конф. – Одесса, Украина. – 2012. – С. 240.

48. Оборжицкий В. И. Методы проектування взаємних пристроїв з двочастотним режимом роботи / В. И. Оборжицкий, I. H. Прудюс // Проблеми телекомунікацій : 5-а міжнар. науково-техн. конф., 19-22 квіт. 2011 р. : зб. тез. – К., 2011. – С.153.

49. Прудюс И. Н. Реализация пересечения микрополосковых линий с развязкой по постоянному току / И. Н. Прудюс, В. И. Оборжицкий, О. В. Самсонюк // Современные информационные и электронные технологии : 12-я междунар. научно-практич. конф., 23-27 мая 2011 г. : труды конф. – Одесса, Украина. – 2011. – С. 232.

50. Оборжицкий В. И. Метод расчета электрических параметров элементов схемы двухчастотного режектора СВЧ-сигналов / В. И. Оборжицкий, О. В. Самсонюк // Современные информационные и электронные технологии : 11-я междунар. научно-практич. конф., 24-28 мая 2010 г. : труды конф., том I. – Одесса, Украина. – 2010. – С. 242.

51. Оборжицкий В. И. Использование симметричных четырехполюсников для режекции СВЧ-сигналов / В. И. Оборжицкий, О. В. Самсонюк // Современные информационные и электронные технологии: 10-я междунар. научно-практич. конф., 18-22 мая 2009 : труды конф., том I. – Одесса, 2009. – С. 260.

52. Оборжицкий В. И. Проектирование многоканальных лучевых переключателей с согласующими четырехполюсниками на выходах каналов / В. И. Оборжицкий // Современные информационные и электронные технологии : 9-я междунар. научно-практич. конф., 19-23 мая 2008 г. : труды конф., том II. – Одесса, Украина. – 2008. – С. 93.

53. Оборжицкий В. И. Проектирование многоканальных лучевых

переключателей с согласующим отрезком на входе / В. И. Оборжицкий // Современные информационные и электронные технологии : 8-я междунар. научно-практич. конф., 21-25 мая 2007 г. : труды конф. – Одесса, Украина. – 2007. – С. 207.

54. Оборжицкий В. И. Проектирование дискретных СВЧ фазовращателей на переключаемых ВТС-пленками линиях / В. И. Оборжицкий, В. Д. Гонтар // Современные информационные и электронные технологии : 7-я междунар. научно-практич. конф., 22-26 мая 2006 г. : труды конф., том II – Одесса, Украина. – 2006. – С. 72.

55. Оборжицкий В. И. Моделирование линейных СВЧ устройств с синтезом их электрических параметров, учитывающим влияние неоднородностей / В. И. Оборжицкий // Современные информационные и электронные технологии : 6-я междунар. научно-практич. конф., 23-27 мая 2005 г. : труды конф. – Одесса, Украина. – 2005. – С. 207.

56. Пат. на корисну модель № 93881 Україна, МПК (2014.01) H01P 5/00. Трансформатор імпедансу / Оборжицький В. І., Прудіус І. Н., Самсонюк О. В., Попик В. О.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. – № у 2014 02903 ; заявл. 21.03.2014 ; опубл. 27.10.2014, Бюл. № 20.

57. Пат. на корисну модель № 54127 Україна, МПК (2009) H01P 1/20. Режекторний фільтр на зв'язаних лініях / Оборжицький В. І., Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2010 05492 ; заявл. 05.05.2010 ; опубл. 25.10.2010, Бюл. № 20.

58. Пат. на корисну модель № 53392 Україна, МПК (2009) H01P 1/20. Режекторний фільтр / Оборжицький В. І., Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2010 02667 ; заявл. 10.03.2010 ; опубл. 11.10.2010, Бюл. № 19.

59. Пат. на корисну модель № 43393 Україна, МПК (2009) H01P 1/00. Режекторний фільтр з регульованою частотою режекції / Оборжицький В. І., Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2009 03589 ; заявл. 13.04.2009 ; опубл. 10.08.2009, Бюл. № 15.

60. Пат. на корисну модель № 67503 Україна, МПК (2012.01) H01P 5/00. Рівноплечий подільник потужності на зв'язаних лініях передачі сигналу надвисокої частоти / Оборжицький В. І., Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. – № у 2011 09090 ; заявл. 20.07.2011 ; опубл. 27.02.2012, Бюл. № 4.

61. Пат. на корисну модель № 59740 Україна, МПК (2011.01) H01P 5/00. Напрямлений відгалужувач на зв'язаних лініях / Оборжицький В. І., Самсонюк О. В., Бишевич Т. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2010 13917 ; заявл. 22.11.2010 ; опубл. 25.05.2011, Бюл. № 10.

62. Пат. на корисну модель № 35859 Україна, МПК (2006) H01P 1/18. Дискретний фазообертач петльового типу / Оборжицький В. І., Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2008 04883 ; заявл. 15.04.2008 ; опубл. 10.10.2008, Бюл. № 19.

63. Пат. на корисну модель № 73476 Україна, МПК (2012.01) H01P 5/00. Двосмугова резонаторна секція на зв'язаних смужкових лініях / Оборжицький В. І.,

Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. – № у 2012 02819 ; заявл. 12.03.2012 ; опубл. 25.09.2012, Бюл. № 18.

64. Пат. на корисну модель № 85478 Україна, МПК (2013.01) H01P 5/00. Двочастотний шлейфний спрямований відгалужувач / Оборжицький В. І., Самсонюк О. В., Стасенко І. І., Салдан О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2013 04832 ; заявл. 16.04.2013 ; опубл. 25.11.2013, Бюл. № 22.

АНОТАЦІЯ

Оборжицький В. І. Розвиток теорії та аналітичних методів підвищення ефективності проектування лінійних пасивних пристроїв для інтегрованих схем надвисокочастотного діапазону. – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.13 – радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій. – Національний університет “Львівська політехніка”, Міністерство освіти і науки України, Львів, 2016.

Дисертація присвячена питанням розвитку теорії високочастотних кіл та багатополісників і розробці на її основі ефективних методів проектування в одномодовому наближенні смужкових лінійних взаємних пасивних пристроїв розподілу потужності та керування фазою сигналів. Одержано нові аналітичні залежності між хвильовими параметрами симетричного багатополісника, а також ідеально спрямованого симетричного восьмиполісника з вхідними імпедансами їх парціальних складових синфазно-протифазного збудження, та зв'язки вхідних імпедансів парціальних двополісників синфазно-протифазного збудження симетричного чотиріполісника з його комплексними вхідним опором та опором навантаження. З використанням цих залежностей отримано співвідношення для розрахунку трансформаторів імпедансу, пристроїв фазової та групової затримки сигналу, нових схем режекторних фільтрів з фіксованою та регульованою частотою режекції, балансних рівноплечих подільників, спрямованих відгалужувачів з повною симетрією для різних типів спрямованості і кросовера (безконтактного перетину ліній) на базі відрізків зв'язаних ліній, а також методи розрахунку дво- та тришлейфних відгалужувачів з компенсацією впливу неоднорідностей.

Сформульовано умови реалізації прохідних дискретних фазообертачів з симетричною структурою і запропоновано схеми та методи розрахунку таких пристроїв петльового типу на відрізку зв'язаних ліній, а також метод розрахунку шлейфних фазообертачів з компенсацією впливу неоднорідностей, метод вирівнювання нахилу фазочастотних характеристик каналів фазообертача на комутованих каналах. Для багатоканальних променевих перемикачів отримано вирази для оцінки можливих і граничних значень їх робочих параметрів та розроблено методи розрахунку схем з різними варіантами узгодження.

Розвинуто підходи та записано умови забезпечення двочастотного режиму роботи пристроїв, на основі яких розроблено методи розрахунку трансформаторів імпедансу, модифікацій рівноплечих подільників та спрямованих відгалужувачів на

відрізках зв'язаних ліній з різним типом спрямованості, нерівноплечого подільника та шлейфних відгалужувачів з довільним у різних смугах розподілом потужності, багатоканальних променевих перемикачів, режекторних та смуго-пропускних фільтрів з двома робочими смугами частот та з перестроюванням смуги.

Ключові слова: надвисокочастотні пристрої, смужкові пристрої, симетричний багатополіусник, вхідні імпеданси, двочастотні пристрої, трансформатор імпедансу, спрямований відгалужувач, подільник, фазообертач, перемикач, режекторний фільтр

АННОТАЦІЯ

Оборжицкий В. И. Развитие теории и аналитических методов повышения эффективности проектирования линейных пассивных устройств для интегральных схем сверхвысококачастотного диапазона.– На правах рукописи.

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.12.13 – радиотехнические устройства и средства телекоммуникаций. – Национальный университет “Львовская политехника”, Министерство образования и науки Украины, Львов, 2016.

Диссертация посвящена вопросам развития теории высокочастотных цепей и многополюсников с разработкой на их основе эффективных методов проектирования в одномодовом приближении линейных взаимных пассивных устройств распределения мощности и управления фазой сигналов с усовершенствованными и новыми схемными решениями для использования в интегральных схемах сверхвысококачастотного диапазона. В результате исследований получены новые аналитические зависимости между волновыми параметрами симметричного взаимного линейного многополюсника, а также идеально направленного симметричного восьмиполіусника и входными импедансами их парциальных составляющих синфазно-противофазного возбуждения. В терминах входных импедансов сформулированы условия идеального согласования и развязки плеч многополюсника и обеспечения заданного распределения мощности направленным восьмиполіусником, условия реализации четырехполюсников с заданной фазовой, групповой задержкой и с режекцией сигнала на заданной частоте. Получены выражения, устанавливающие связь между входными импедансами парциальных двухполюсников синфазно-противофазного возбуждения симметричного четырехполюсника и его комплексным входным сопротивлением и комплексным сопротивлением нагрузки.

С использованием указанных связей записаны новые аналитические соотношения для расчета электрических параметров элементов схем трансформаторов импеданса, устройств фазовой и групповой задержки сигнала на базе отрезка связанных линий передачи с односторонней, двухсторонней и диагонально-симметричной нагрузкой. При этом использованы методы компенсации влияния разницы фазовых скоростей четной и нечетной мод с помощью дискретных реактивных элементов и реактивных шлейфов при разном их расположении, а также с помощью отрезков линий на входах и между парой концов связанных линий. Предложены новые схемы и методы расчета режекторных

фильтров на отрезке связанных линий и двухканального типа с фиксированной и регулируемой частотой режекции.

Разработаны методы расчета балансных равноплечих делителей мощности на отрезках одиночных и связанных линий с учетом набега фазы в балансном резисторе, в том числе с реактивной составляющей и с отрезками присоединяющих его линий, с дополнительными реактивными элементами, вводимыми для достижения желаемых характеристик. Записаны аналитические соотношения для расчета направленных ответвителей с разным типом направленности и кроссовера (бесконтактного пересечения линий) на базе отрезков связанных линий с компенсацией влияния разницы фазовых скоростей мод. Записаны выражения для расчета двухшлейфных и трехшлейфных ответвителей с возможностью выбора фазовой задержки сигнала и с компенсацией влияния неоднородностей разветвлений.

В результате развития теории сверхвысокочастотных устройств с дискретным изменением состояния получены выражения для определения возможных и граничных значений рабочих параметров лучевых переключателей. Записаны аналитические соотношения для расчета переключателей с разными вариантами размещения трансформирующих четырехполюсников. Сформулированы условия реализации дискретных проходных фазовращателей с симметричной структурой, предложены схемы таких устройств петлевого типа на отрезке связанных линий и методы их расчета, а также метод расчета шлейфных фазовращателей с компенсацией влияния неоднородностей. Для дискретного фазовращателя на переключаемых каналах предложен метод выравнивания наклонов фазочастотных характеристик каналов.

Записаны условия и указаны подходы, позволяющие обеспечить двухчастотный режим функционирования полосковых устройств, на основе чего разработаны методы расчета: трансформаторов импеданса ступенчатого типа и на отрезке связанных линий для трансформации комплексного сопротивления и с возможностью развязки по постоянному току; многоканальных лучевых переключателей; неравноплечего делителя с разным в разных частотных полосах распределением мощности сигнала; ряда модификаций равноплечих делителей мощности и направленных ответвителей с разным типом направленности на базе отрезков связанных линий; шлейфных направленных ответвителей с разным в полосах частот распределением мощности, с одинаковыми, или противоположными знаками разницы фаз сигналов на выходах в пределах полос и с допустимыми для реализации значениями параметров отрезков линий и реактивных сопротивлений; режекторных фильтров двухканального типа и полосно-пропускающих фильтров на параллельно связанных полосковых резонаторах с двумя полосами частот и с перестройкой полосы.

Ключевые слова: сверхвысокочастотные устройства, полосковые устройства, симметричный многополюсник, входной импеданс, двухчастотные устройства, трансформатор импеданса, направленный ответвитель, делитель, фазовращатель, переключатель, режекторный фильтр.

ANNOTATION

V. Oborzhytskyy. Development of the theory and analytical methods of the efficiency increase of linear passive devices design for the integrated circuits of microwave range. – Manuscript.

Thesis for the degree of Doctor of Technical Sciences on the specialty 05.12.13 – Radio engineering devices and means of telecommunications. – Lviv Polytechnic National University, Ministry of Education and Science of Ukraine, Lviv, 2016.

The Thesis is devoted to questions of development of the theory of high-frequency networks and multiports with development on their basis of the single-mode approach effective methods design of linear mutual passive devices of power distribution and control of a phase of signals with advanced circuits and new decisions for use in integrated schemes of microwave range. As a result of researches the new analytical dependences between the scattering parameters of the symmetric mutual linear multiports and ideally directed symmetrical four-port networks with the input impedances of their partial components of even-mode and odd-mode excitations are received. The dependences between input impedances of partial two-pole networks of even-mode and odd-mode excitations of the symmetric two-port network with its input reactance and loading reactance are received as well.

With the use of the specified relations the new analytical expressions for calculation of electrical parameters of circuits' elements of impedance transformers, of phase shifters and group delay devices on the basis of the coupled transmission lines segments are written down. New schemes and methods for calculation of the rejection filters, equal power dividers on the segments of single and coupled lines, the bisymmetrical directional couplers with various types of direction and the crossovers on the basis of coupled-line segments, the two-branch-line and three-branch-line couplers with compensation of discontinuities effect are offered. The expressions what allows to define the possible and boundary values of working parameters of SPMT switches are received and analytical expressions for calculation of such devices with different options of matching are written down. For the discrete phase shifters with symmetric structure the conditions of their realization are formulated, schemes and methods of calculation of such loop coupled-line phase shifters are offered.

With the use of the written-down conditions for changes of input impedances at which the microwave devices will work as the dual-band devices, the design methods are developed for impedance transformers, for unequal power dividers with different distribution of power in bands, for equal coupled-line power dividers, for coupled-line directional couplers with different type of direction, for two-branch couplers with arbitrary coupling coefficients and with identical or opposite signs of phase differences within two frequency bands, for SPMT switches, for rejection filters and band-pass filters with two working frequency bands and with reorganization of band.

Keywords: microwave devices, stripline devices, symmetric multiport, input impedance, dual-band devices, impedance transformer, directional coupler, power divider, phase shifter, SPMT switch, rejection filter.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ СКОРОЧЕНЬ

- ЕМ – електродинамічне моделювання;
- ЕП – електричні параметри;
- ЗСЛ – зв’язана смужкова лінія;
- КП – конструктивні параметри;
- ЛВПП – лінійний взаємний пасивний пристрій;
- МСЛ – мікросмужкова лінія;
- ПСВ – протиспрямований відгалужувач;
- РП – робочі параметри;
- СВ – спрямований відгалужувач;
- СМ – схемотехнічне моделювання;
- СПЗ – синфазно-протифазне збудження;
- ССВ – співспрямований відгалужувач;
- ТСВ – трансспрямований відгалужувач;