

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий (магістерський)

Освітній рівень

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Метод формування смуги пропускання радіотехнічних пристроїв

ДРТР. 10421.08.08 ПЗ

Виконав:

студентка 2 курсу, група ТРМ-21-1



підпис

Валерій ЦИМАР

Ініціали, прізвище

Керівник: канд. техн. наук, доцент



підпис

Віктор МІШАН

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, професор



підпис

Сергій ПІДЧЕНКО

Ініціали, прізвище

«05» грудня 2022р.

Хмельницький, 2022

Хмельницький національний університет


Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедрою ТМІТ

 Сергій ПІДЧЕНКО

«01» вересня 2022 р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

ЦІМАРУ Валерію Олександровичу

1 Тема роботи: Метод формування смуги пропускання радіотехнічних пристроїв керівник роботи Мішан Віктор Володимирович, к.т.н, доцент.

Затверджено наказом по університету від «01» липня 2022р. № 83.

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 01.12.2022р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи: розробка алгоритму синтезу широкосмугових антен довільної форми.

Предметом дослідження: є аналіз методів широкосмугового узгодження, що підвищують ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання

Об'єктом дослідження: є перспективи застосування смугових фільтрів

4 Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити):

1 Мережі мікрохвильових фільтрів – аналіз і синтез

2 Опис методики проектування

3 Проектування конструкції антени

Науковий керівник



Віктор МІШАН


Завдання отримав



Валерій ЦІМАР

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ТМІТ


 Сергій ПІДЧЕНКО
 «07» вересня 2022 р.

ПЛАН ІНДИВІДУАЛЬНОЇ РОБОТИ


№ п/п	Найменування виду роботи	Форма звітності, термін виконання	Відмітка наукового керівника
1.	Розробка завдання на дипломну роботу	07.09.2022р.	<i>виконано</i>
2.	Складання індивідуального плану на дипломну роботу	15.09.2022р.	<i>виконано</i>
3.	Написання першого (теоретичного) розділу	20.10.2022р.	<i>виконано</i>
4.	Написання другого розділу	05.11.2022р.	<i>виконано</i>
5.	Написання третього розділу	20.11.2022р.	<i>виконано</i>
6.	Написання вступу і загальних висновків та пропозицій до дипломну роботу	28.11.2022р.	<i>виконано</i>
7.	Формулювання висновків до роботи	30.11.2022р.	<i>виконано</i>
8.	Підготовка матеріалів для апробації	30.11.2022р.	<i>виконано</i>
9.	Оформлення пояснювальної записки до ДР	30.11.2022р.	<i>виконано</i>

Примітки:

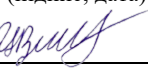
1. _____

2. _____

Науковий керівник


 (підпис, дата)
Віктор МІШАН

Студент


 (підпис, дата)
Валерій ЦІМАР

АНОТАЦІЯ

Тема дипломну роботу: «Метод формування смуги пропускання радіотехнічних пристроїв»

Автор роботи: ЦІМАР Валерій Олександрович

Керівник роботи: канд. техн., доц. МІШАН Віктор Володимирович.

Пояснювальна записка: 83 сторінок, 28 рисунків, 9 таблиць, 32 джерела, 2 додатки.

Графічна частина: 16 презентаційних слайдів.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: АНТЕННІ РЕШІТКИ, АНТЕНИ, СМУГОВІ ФІЛЬТРИ, ШИРОКОСМУГОВІ АНТЕНИ, УЗГОДЖЕННЯ ІМПЕДАНСУ.

Метою дипломної роботи є розробка алгоритму синтезу широкосмугових антен довільної форми.

У даній роботі запропоновано новий метод проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента. Даний метод імітує «методологію проектування внесених втрат смугових фільтрів». По суті, це підхід до широкосмугового узгодження, що підвищує ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання. Загалом, ці широкосмугові компактні елементи повинні використовуватися в класичній конструкції масиву. Подальше розширення смуги пропускання за допомогою FR для елементів антени з властивими множинними резонансами, як патчі зі слотами або усіченими краями, є нашим наступним завданням. Очікується, що притаманна їм більш широка смуга пропускання в ефективності випромінювання забезпечить кілька вищих смуг пропускання при використанні даного методу FR.

ANNOTATION

Topic of the thesis: «The method of forming the bandwidth radio devices»

The author of the work: TSIMAR Valeriy O.

Supervisor: candidate of technical sciences, docent MISHAN Viktor V.

Explanatory note: 83 pages, 28 figures, 9 tables, 32 sources, 2 applications.

Graphic part: 16 presentation slides.

KEY WORDS: ANTENNA ARRAYS, ANTENNAS, BAND FILTERS, WIDEBAND ANTENNAS, IMPEDANCE MATCHING.

The aim of the thesis is to develop an algorithm for the synthesis of broadband antennas of arbitrary shape.

In this work, a new method of antenna design is proposed, which offers the expansion of the bandwidth to the limits determined by the radiation efficiency of the element. This method simulates the «methodology of design of introduced losses of bandpass filters». Essentially, this is an approach to wideband matching that increases the antenna efficiency to the limits set by the radiation efficiency. In general, these broadband compact elements should be used in a classical array design. Further bandwidth expansion using FP for antenna elements with inherent multiple resonances, such as slotted or truncated-edge patches, is our next challenge. Their inherent wider bandwidth in radiation efficiency is expected to provide several higher bandwidths when using this FP method.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	8
ВСТУП	9
1 МЕРЕЖІ МІКРОХВИЛЬОВИХ ФІЛЬТРІВ – АНАЛІЗ І СИНТЕЗ...	13
1.1 Аналіз мікрохвильової мережі.....	14
1.2 Мікрохвильові фільтри.....	16
1.2.1 Періодичні структури.....	18
1.2.2 Аналіз нескінченних періодичних структур	20
1.2.3 Терміновані періодичні структури.....	26
1.2.4 Діаграми k - β і швидкості хвиль	28
1.3 Проектування фільтру за методом параметрів зображення.....	30
1.3.1 Імпеданс зображення та функції передачі для двопортових мереж.....	30
1.3.2 Константа- k секції фільтра.....	34
Висновки	39
2 ОПИС МЕТОДИКИ ПРОЕКТУВАННЯ	41
2.1 Конструкція мікрохвильових фільтрів	41
2.1.1 Згруповані низькочастотні фільтри прототипів	41
2.1.2 Перетворення частоти та масштабування імпедансу.....	42
2.1.3 Фільтри розподілених елементів.....	43
2.1.4 Числові електромагнітні методи	44
2.1.4.1 Фізичні параметри	45
2.2 Схема процедури проектування	46
2.3 Аналіз методів проектування.....	48
2.4 Еквівалентна схема патч-антени	54
Висновки	58
3 ПРОЕКТУВАННЯ КОНСТРУКЦІЇ АНТЕНИ	59
3.1 Трьох і чотирьохелементний масив	59
3.2 Компактна одноелементна антена.....	64

3.3 Три компактні широкосмугові елементи масиву FP	70
3.4 Класичний масив з трьох компактних елементів	73
3.5 Ефективність і приріст	75
3.6 Обговорення та порівняння	76
Висновки	79
ВИСНОВКИ.....	80
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	82
ДОДАТКИ.....	85

ВСТУП

З адаптацією зв'язку 5G виникла потреба у збільшенні пропускну здатності без значного перепроектування існуючих антен. Кілька методів мініатюризації антен і розширення смуги пропускання класичних антен були представлені в недавньому минулому [1–3]. Зокрема, розширення смуги пропускання в патч-антенах може бути досягнуто шляхом використання різних модифікацій, таких як використання слотів [4–6], нижчої діелектричної проникності [7] або невеликого збільшення висоти [8, 9]. Ще один спосіб збільшити пропускну здатність – це змінити джерело живлення антени. Наприклад, розміщення L-подібного живильного зонда, який діє як еквівалентний резонансний контур між патчем і фідером і змінює добротність структури, додатково збільшує смугу пропускання та зменшує розмір антени [10]. Існують також різні методи живлення, описані в [9, 11, 12].

Загальна концепція у вищезгаданих методів відноситься до встановлення множинних резонансів у випромінювальній структурі, тобто одночасного збудження двох або трьох резонуючих мод в патч-антені або комбінації резонансного патча та резонансного слота. Ці резонанси розділені, але досить близькі, щоб загальна характеристика була єдиною розширеною смугою частот. Питання полягає в тому, чи можна розширити робочу смугу пропускання кожного з них (що працюють на одному або кількох резонансах) шляхом маніпулювання їх структурою живлення. Загальновідомо, що ефективність випромінювання цих антен має набагато більшу смугу пропускання, ніж ефективність їхніх антен. Рішення в цьому напрямі впливає з «синтезу смугового фільтра (BPF), де ряд високоякісних (вузькосмугових) каскадів, що резонують на одній центральній частоті, об'єднуються, щоб запропонувати фільтр із широкою смугою пропускання. Концепція, що лежить в основі цього синтезу, полягає в «затягуванні частоти (FP)», тобто, коли два з

цих резонаторів з'єднані каскадом, схема представляє три резонанси, що накладаються один на одного. А саме їх загальна резонансна частота тягнеться вниз і вгору, в той час як початковий загальний резонанс зберігається. Що стосується цієї концепції, ми почали модифікувати мережу живлення класичних патч-антен, спостерігаючи вражаюче розширення смуги пропускання, як це передбачено FR у синтезі BPF [13–16]. Переваги, пропоновані BPF, але без будь-якого посилання на FR, також використовувалися іншими дослідниками [17, 18].

Синтез фільтру був описаний у [17], але він був спеціально застосований для хвилевідних апертурних антен. Серія публікацій детально описує кодовий дизайн смугового фільтра та антени, відомий як «фільтруючі антени» або скорочено «фільтри» [19–26]. Загальною характеристикою цих методологій є спроба сформулювати мережу живлення антени як смуговий фільтр без будь-яких посилань на узгодження ефективності антени з ефективністю випромінювання. Саме в цьому напрямку наші нинішні зусилля спрямовані на розробку, але використовуючи саму антену як резонансний етап. Схоже, що є лише дві публікації, в яких випромінювальні елементи використовуються як резонатори в антенах хвилевідного типу [18] і багатозв'язаних резонаторах [27]. Однак, наскільки нам відомо, тут вперше представлено системний підхід до розробки антен, що використовують FR синтезу BPF.

Загалом, у цьому дослідженні представлено новий загальний метод проектування антени, який систематично використовує принцип «FR» смугових фільтрів для розширення смуги пропускання, зберігаючи мінімальні розміри. Метод, наведено в даній дипломній роботі, застосований на трьох етапах: 1) окремі звичайні ділянки з декількома симетричними точками живлення для отримання компактних широкосмугових антен; 2) невеликий масив типу біжучої хвилі, призначений для широкосмугової роботи, а не для формування променя; 3) FR другого порядку як малочастотна антена з

компактними елементами антени, що підвищує смугу пропускання до верхньої межі, що встановлена ефективністю випромінювання. Однак лінії чверті хвилі, які використовуються як інвертори опору між послідовними елементами для реалізації FP, відповідають зсуву фази на $-90^\circ(\pi/2)$, що спричиняє керування променем на $kd \sin \theta_0 = \pi/2$, що для інтерелемента відстань $d = \lambda/2$ дає косий кут променя на $\theta_0 = 30^\circ$. Таким чином, такі масиви можуть складатися лише з кількох елементів (наприклад, до 4) і для застосувань, де важлива широкосмугова робота, щоб ширина променя залишалася широкою, а максимальна орієнтація променя не була критичною. Навпаки, отримані широкосмугові компактні елементи можуть бути використані в рамках класичних методологій проектування антенної решітки, що дозволяє формувати звичайний промінь у межах смуги пропускання, яку пропонують ці елементи.

Дослідження організоване наступним чином: описано FP смугових фільтрів і те, як звичайні шлейфові резонатори можна замінити патч-антенами. Представлено випадки проектування з використанням технології FP. Розроблені та продемонстровані випадки: TWA – масив біжучої хвилі (випадок 2), простий багатоканальний патч (випадок 1) і багатоканальна антенна решітка (випадок 3), а також масив із трьох компактних елементів без FP другого порядку.

Актуальність роботи полягає у аналізі методу проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента.

Метою дипломної роботи є розробка алгоритму синтезу широкосмугових антен довільної форми.

Метод дослідження – на основі теоретичного дослідження, порівняльного аналізу характеристик смугових фільтрів.

Об'єктом дослідження є перспективи застосування смугових фільтрів.

Предметом дослідження є аналіз методів широкопasmового узгодження, що підвищують ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання

Для досягнення мети використані **методи** проектування внесених втрат смугових фільтрів.

Наукова новизна отриманих результатів: запропоновано новий метод проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Досліджено новий загальний метод проектування антени, який систематично використовує принцип «FP» смугових фільтрів для розширення смуги пропускання, зберігаючи мінімальні розміри.

2. Розроблені та продемонстровані випадки: масив біжучої хвилі, простий багатоканальний патч і багатоканальна антенна решітка, а також масив із трьох компактних елементів без FP другого порядку.

За темою дипломної роботи опублікована одна стаття у науковому журналі "Вісник Хмельницького національного університету" № 6 за 2022 р., серія "Технічні науки", який включено до наукометричних баз (Index Copernicus, Google Scholar)

1 МЕРЕЖІ МІКРОХВИЛЬОВИХ ФІЛЬТРІВ – АНАЛІЗ І СИНТЕЗ

Електричний фільтр є основним компонентом обробки мікрохвильового сигналу. Це частотно-селективний пристрій, який пропускає лише смуги частот, що цікавлять, і послаблює будь-яку потужність сигналу за межами цієї смуги. Конструкція електричних фільтрів відповідає ustalеному процесу, як показано на рис. 1-1. У цьому розділі розглядаються різні аспекти етапів проектування. По-перше, передавальна функція фільтра для симетричної або асиметричної характеристики генерується, щоб задовольнити задані рівні ослаблення в специфікаціях фільтра. Синтез мережі фільтрів передбачає визначення раціональної функції на основі характеристичних поліномів, з яких можуть бути реалізовані моделі схем із зосередженими або розподіленими параметрами мережі фільтрів. Моделі схем мають частотне відображення, і значення елементів можуть бути масштабовані відповідно до технології реалізації. Методи електромагнітного моделювання дозволяють апроксимувати кінцеві моделі схем до фізичних моделей (ЕМ моделі). Нарешті, ЕМ-моделі налаштовуються в діапазоні частот, щоб найкраще відповідати моделям схем перед виготовленням.

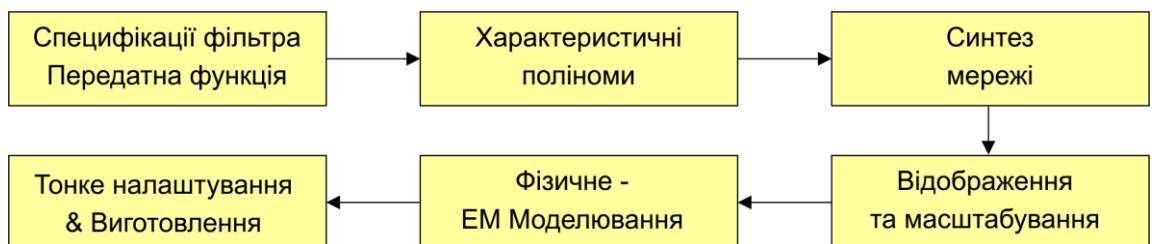


Рисунок 1.1 – Синтез фільтра та процес проектування

У цьому розділі представлено процес синтезу, який є основою для роботи. Аналіз і синтез мережі мікрохвильового фільтра, які обговорюються

тут, базуються на добре відомих теоріях [3-6], а перегляд основних принципів наводиться в контексті цієї роботи.

1.1 Аналіз мікрохвильової мережі

Схеми, що працюють на низьких частотах, для яких розміри схеми малі відносно довжини хвилі, можна розглядати як взаємозв'язок зосереджених пасивних або активних компонентів з унікальними напругами та струмами, визначеними в будь-якій точці схеми. У цій ситуації розміри кола досить малі, тому існує незначна фазова затримка від однієї точки кола до іншої. Крім того, поля можна розглядати як поля ТЕМ, підтримувані двома або більше провідниками. Це призводить до квазістатичного типу розв'язку рівнянь Максвелла та добре відомих законів напруги Кірхгофа та струму та концепцій імпедансу теорії схем [1]. Як відомо, існує потужний і корисний набір методів для аналізу низькочастотних кіл. Загалом, ці методи не можуть бути безпосередньо застосовані до мікрохвильових схем, але мета цього розділу – показати, як базові концепції схем і мереж можна розширити для вирішення багатьох проблем мікрохвильового аналізу та проектування, що представляють практичний інтерес.

Основна причина цього полягає в тому, що зазвичай набагато легше застосувати прості та інтуїтивно зрозумілі ідеї аналізу схеми до задачі мікрохвильового випромінювання, ніж розв'язувати рівняння Максвелла для тієї ж проблеми. У певному сенсі польовий аналіз дає нам набагато більше інформації про конкретну проблему, що розглядається, ніж ми справді хочемо чи потребуємо. Тобто, оскільки розв'язок рівнянь Максвелла для заданої задачі повний, він дає електричні та магнітні поля в усіх точках простору. Однак зазвичай нас цікавить лише напруга або струм на наборі клем, потік потужності через пристрій або якийсь інший тип «термінальної» величини, на

відміну від короткого опису полів у всіх точках простору. Ще одна причина для використання аналізу схеми чи мережі полягає в тому, що тоді дуже легко змінити вихідну проблему або об'єднати кілька елементів разом і знайти відповідь, не потребуючи повторного детального аналізу поведінки кожного елемента в поєднанні з його сусідами. Аналіз поля з використанням рівнянь Максвелла для таких проблем був би безнадійно складним. Однак існують ситуації, коли такі методи аналізу схем є надмірним спрощенням і можуть призвести до помилкових результатів. У таких випадках необхідно вдаватися до підходу аналізу поля, використовуючи рівняння Максвелла. На щастя, існує низка комерційно доступних пакетів автоматизованого проектування, які можуть моделювати РЧ та мікрохвильові проблеми, використовуючи як аналіз теорії поля, так і аналіз мережі. Частиною освіти мікрохвильового інженера є здатність визначати, коли застосовуються концепції мережевого аналізу, а коли їх слід відкинути на користь більш ретельного аналізу.

Основна процедура аналізу мікрохвильової мережі виглядає наступним чином. Спочатку ми ретельно розглядаємо набір основних, канонічних проблем, використовуючи аналіз поля та рівняння Максвелла. Роблячи це, ми намагаємося отримати величини, які можуть бути безпосередньо пов'язані з параметром кола або лінії передачі. Це дозволило розглядати лінію передачі або хвилевід як ідеалізований розподілений компонент, що характеризується його довжиною, постійною поширення та характеристичним опором. На цьому етапі ми можемо з'єднати різні компоненти та використовувати теорію мережі та/або лінії передачі для аналізу поведінки всієї системи компонентів, включаючи такі ефекти, як багаторазові відбиття, втрати, перетворення імпедансу та переходи від одного типу середовища передачі до інший (наприклад, коаксіальний кабель до мікросмушкової). Як видно, перехід між різними лініями передачі або розрив на лінії передачі, як правило, не можна розглядати як простий перехід між двома лініями передачі, але зазвичай

включає певний тип еквівалентної схеми для врахування реактивних опорів, пов'язаних з переходом або розривністю.

1.2 Мікрохвильові фільтри

Сьогодні мікрохвильова та радіочастотна технології поширені як ніколи. Це особливо вірно в комерційному секторі, де сучасні програми включають стільникові телефони, смартфони, бездротові мережі 3G і Wi-Fi, датчики зіткнення міліметрових хвиль для транспортних засобів, супутники прямого мовлення для радіо, телебачення та мереж, глобальні системи позиціонування, радіочастотні ідентифікаційні теги, ультраширокопосмугові радіо та радарні системи, а також мікрохвильові системи дистанційного зондування навколишнього середовища. Системи захисту продовжують значною мірою покладатися на мікрохвильову технологію для пасивних і активних систем зондування, зв'язку та керування зброєю. В майбутньому не повинно бути браку складних проблем у радіочастотній та мікрохвильовій техніці, і існуватиме явна потреба в інженерах, які мають як розуміння основ мікрохвильової техніки, так і креативність для застосування цих знань до завдань, що представляють практичний інтерес.

Сучасна радіочастотна та мікрохвильова техніка переважно передбачає аналіз і проектування розподілених схем, на відміну від орієнтації на хвилевід і теорію поля попередніх поколінь. Більшість мікрохвильових інженерів сьогодні проектують компоненти та інтегральні схеми без прямого використання електромагнітного аналізу. Програмне забезпечення мікрохвильового комп'ютерного проектування (САПР) та мережеві аналізатори є основними інструментами сучасного мікрохвильового інженера.

Фільтр – це двопортова мережа, яка використовується для керування частотною характеристикою в певній точці радіочастотної або мікрохвильової

системи, забезпечуючи передачу на частотах у межах смуги пропускання фільтра та загасання в смузі зупинки фільтра. Типові частотні характеристики включають характеристики низьких частот, високих частот, смугового пропускання та заглушення смуги. Застосування можна знайти практично в будь-якому типі радіочастотного або мікрохвильового зв'язку, радара або системи тестування та вимірювання.

Розвиток теорії та практики фільтрів розпочався в роки Другої світової війни такими вченими, як Мейсон, Сайкс, Дарлінгтон, Фано, Лоусон та Річардс. Наприкінці 1930-х років розроблено метод проектування фільтра за параметрами зображення і був корисним для низькочастотних фільтрів у радіо та телефонії. На початку 1950-х років група в Стенфордському дослідницькому інституті, що складається з Г. Маттаї, Л. Янга, Е. Джонса, С. Кона та інших, дуже активно займалася розробкою мікрохвильового фільтра та розгалужувача. Результатом цієї роботи є довідник з фільтрів і сполучників, який залишається цінним і корисним [1]. Сьогодні більшість мікрохвильових фільтрів розробляються за допомогою складних систем автоматизованого проектування (САПР) на основі методу внесених втрат. Через постійний прогрес у синтезі мереж з розподіленими елементами, використання низькотемпературних надпровідників та інших нових матеріалів, а також включення активних пристроїв у схеми фільтрів, проектування мікрохвильових фільтрів залишається активною областю досліджень.

В першу чергу розглянемо теорію та побудову фільтрів з частотних характеристик періодичних структур, які складаються з лінії передачі або хвилеводу, періодично завантаженого реактивними елементами. Ці структури представляють інтерес самі по собі через їх застосування до повільнохвильових компонентів і конструкції підсилювача біжучої хвилі, а також через те, що вони демонструють базові характеристики смуги

пропускання-заглушення, які призводять до методу параметрів зображення для проектування фільтра.

Фільтри, розроблені з використанням методу параметрів зображення, складаються з каскаду простіших секцій двопортового фільтра для забезпечення бажаних частот зрізу та характеристик затухання, але не дозволяють специфікувати конкретну частотну характеристику в повному робочому діапазоні. Таким чином, незважаючи на те, що процедура є відносно простою, розробку фільтрів методом параметрів зображення часто потрібно повторювати багато разів для досягнення бажаних результатів.

Більш сучасна процедура, яка називається методом внесених втрат, використовує методи мережевого синтезу для розробки фільтрів із повністю визначеною частотною характеристикою. Конструкція спрощена, починаючи з прототипів фільтрів низьких частот, які нормалізовані з точки зору імпедансу та частоти. Потім застосовуються перетворення для перетворення проектів прототипів на бажаний діапазон частот і рівень імпедансу.

І параметри зображення, і методи внесених втрат проектування фільтрів призводять до схем із використанням зосереджених елементів (конденсаторів та котушок індуктивності). Для мікрохвильових застосувань такі конструкції зазвичай потрібно модифікувати для використання розподілених елементів, що складаються з секцій лінії передачі. Перетворення Річардса та тотожності Куроди забезпечують цей крок. Тема мікрохвильових фільтрів досить обширна через важливість цих компонентів у практичних системах і широку різноманітність можливих реалізацій.

1.2.1 Періодичні структури

Прикладом періодичної структури є нескінченна лінія передачі або хвилевід, періодично завантажений реактивними елементами. Як показано на

рисунку 1.2, періодичні структури можуть мати різні форми залежно від середовища передачі, що використовується. Часто навантажувальні елементи утворюються як розриви в самій лінії, але в будь-якому випадку їх можна моделювати як зосереджені реактивні опори в шунті (або послідовно) на лінії електропередачі, як показано на рисунку 1.3.

Періодичні структури підтримують повільне поширення хвилі (повільніше, ніж фазова швидкість ненавантаженої лінії), і мають характеристики смуги пропускання та смуги затримки, подібні до характеристик фільтрів; вони знаходять застосування в трубках біжучої хвилі, лазерах, фазообертачах і антенах.

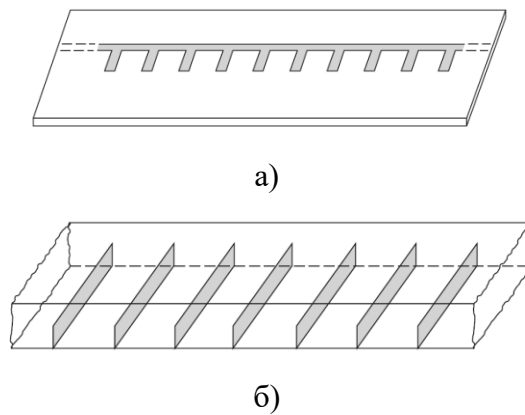


Рисунок 1.2 – Приклади періодичних структур: а – періодичні заглишки на мікросмужковій лінії; б – періодичні діафрагми у хвилеводі.

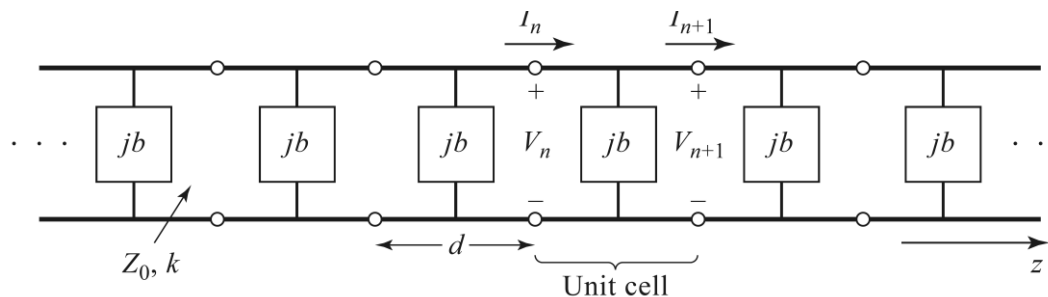


Рисунок 1.3 – Еквівалентна схема періодично навантаженої лінії електропередачі. Ненавантажена лінія має характеристичний опір Z_0 і постійну поширення k .

1.2.2 Аналіз нескінченних періодичних структур

Розглянемо характеристики поширення нескінченної навантаженої лінії, що показана на рисунку 1.3. Кожна елементарна комірka цієї лінії складається з довжини, d , лінії передачі з шунтовою сприйнятливістю через середину лінії; сприйнятливість, b , нормалізовано до характеристичного імпедансу, Z_0 . Якщо ми розглядаємо нескінченну лінію як таку, що складається з каскаду ідентичних двопортових мереж, ми можемо зв'язати напруги та струми по обидві сторони n -ої елементарної комірki за допомогою матриці $ABCD$:

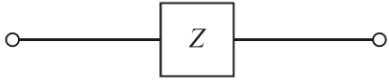
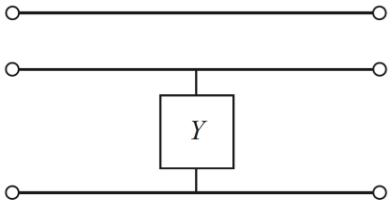
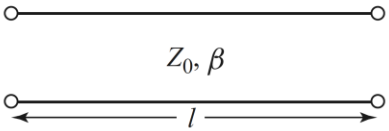
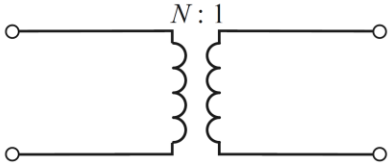
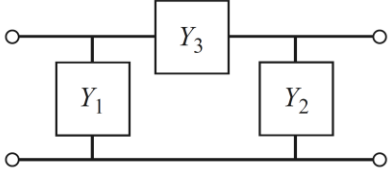
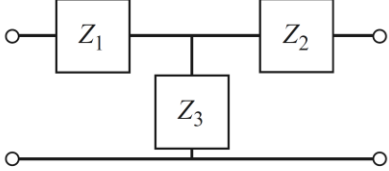
$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}, \quad (1.1)$$

де A , B , C і D – це параметрами матриці для каскаду ділянки лінії передачі довжиною $d/2$, шунтової сприйнятливості b та іншої ділянки лінії передачі довжиною $d/2$. З таблиці 1.1 ми маємо вираз (1.1), у нормалізованій формі,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \left(\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right) & j \left(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta - \frac{b}{2} \right) \\ j \left(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta + \frac{b}{2} \right) & \left(\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (1.2)$$

де $\theta = kd$, а k – постійна константа ненавантаженої лінії. $AD - BC = 1$, як вимагається для взаємних мереж.

Таблиця 1.1 – Параметри $ABCD$ деяких корисних двоportових схем

Схема	Параметри $ABCD$	
	$A = 1$ $C = 0$	$B = Z$ $D = 1$
	$A = 1$ $C = Y$	$B = 0$ $D = 1$
	$A = \cos \beta \ell$ $C = jY_0 \sin \beta \ell$	$B = jZ_0 \sin \beta \ell$ $D = \cos \beta \ell$
	$A = N$ $C = 0$	$B = 0$ $D = \frac{1}{N}$
	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$B = \frac{1}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

Для хвилі, що розповсюджується в напрямку $+z$, будемо мати

$$V(z) = V(0)e^{-\gamma z}, \quad (1.3a)$$

$$I(z) = I(0)e^{-\gamma z}, \quad (1.3b)$$

для опорної фази при $z = 0$. Оскільки структура нескінченно довга, напруга і струм на n -их затискачах можуть відрізнятися від напруги і струму на $n + 1$ затискачах лише на коефіцієнт розповсюдження, $e^{-\gamma d}$. Таким чином,

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d}, \quad (1.4a)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d}, \quad (1.4b)$$

Використання цього результату в (1.1) дає наступне:

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} e^{\gamma d} \\ I_{n+1} e^{\gamma d} \end{bmatrix}, \quad (1.5)$$

або

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (1.5)$$

Для нетривіального розв'язку визначник наведеної вище матриці повинен дорівнювати нулю:

$$AD + e^{\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} - BC = 0 \quad (1.6)$$

або, оскільки $AD - BC = 1$,

$$1 + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} = 0,$$

$$e^{-\gamma d} + e^{\gamma d} = A + D,$$

$$\cosh \gamma d = \frac{A + D}{2} = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta, \quad (1.7)$$

де (1.2) було використано для значень A і D . Тепер, якщо $\gamma = \alpha + j\beta$ отримаємо

$$\cosh \gamma d = \cosh \alpha d \cos \beta d + j \sinh \alpha d \sin \alpha d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta, \quad (1.8)$$

Оскільки права частина (1.8) є чисто дійсною, ми повинні мати або $\alpha = 0$, або $\beta = 0$.

Випадок 1: $\alpha = 0$, $\beta \neq 0$. Цей випадок відповідає хвилі, що поширюється на періодичній структурі, і визначає смугу пропускання структури. Рівняння (1.8) зводиться до

$$\cos \beta d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta, \quad (1.9a)$$

який можна розв'язати для β , якщо величина правої частини менша або дорівнює одиниці. Зауважимо, що існує нескінченна кількість значень β , які можуть задовольнити умову (1.9a).

Випадок 2: $\alpha \neq 0$, $\beta = 0$, π . У цьому випадку хвиля не поширюється, а затухає вздовж лінії; це визначає смугу затримки структури. Оскільки лінія без втрат, потужність не розсіюється, а відбивається назад на вхід лінії. Величина (1.8) зменшується до

$$\cosh \alpha d = \left| \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right| \geq 1, \quad (1.9b)$$

який має лише один розв'язок ($\alpha > 0$) для позитивно поширюваних хвиль; $\alpha < 0$ застосовується для негативно поширюваних хвиль. Якщо $\cos\theta - (b/2)\sin\theta \leq -1$, (1.9б) отримуємо з (1.8), вважаючи, що $\beta = \pi$; тоді всі зосереджені навантаження на лінії розташовуються один від одного на відстані $\lambda/2$, що дає вхідний імпеданс такий самий, як якщо б $\beta = 0$.

Таким чином, залежно від частоти та нормалізованих значень сприйнятливості, періодично лінія навантаження буде демонструвати або смуги пропускання, або смуги затримки, і тому її можна розглядати як тип фільтра. Важливо відзначити, що хвилі напруги і струму, визначені в (1.3) і (1.4), мають значення лише при вимірюванні на клеммах елементарних комірок і не застосовуються до напруг і струмів, які можуть існувати в точках всередині елементарної комірки. Ці хвилі подібні до пружних хвиль (хвиль Блоха), які поширюються періодичними кристалічними решітками.

Крім постійного поширення хвиль на періодично навантаженій лінії, нас також буде цікавити характеристичний опір цих хвиль. Ми можемо визначити характеристичний імпеданс на клеммах елементарної комірки як

$$Z_B = Z_0 \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (1.10)$$

оскільки V_{n+1} та I_{n+1} у наведеному вище рівнянні виведенні були нормованими величинами. Цей імпеданс також називають імпедансом Блоха. З виразу (1.5) отримаємо:

$$(A - e^{\gamma d})V_{n+1} + BI_{n+1} = 0,$$

отже (1.10) маємо

$$Z_B = \frac{-BZ_0}{A - e^{\gamma d}}.$$

виразу (1.6) ми можемо вирішити для $e^{\gamma d}$ через A і D наступним чином:

$$e^{\gamma d} = \frac{(A + D) \pm \sqrt{(A + D)^2 - 4}}{2}.$$

Тоді імпеданс Блоха має два розв'язки, що визначаються як

$$Z_B^{\pm} = Z_0 \frac{-2BZ_0}{A - D \mp \sqrt{(A + D)^2 - 4}}. \quad (1.11)$$

Для симетричних елементарних комірок (як показано на рисунку 1.3) ми завжди матимемо $A = D$. У цьому випадку (1.11) зводиться до

$$Z_B^{\pm} = Z_0 \frac{\pm BZ_0}{\sqrt{A^2 - 1}}. \quad (1.12)$$

Розв'язки \pm відповідають характеристичному опору для позитивних та негативних біжучих хвиль відповідно. Для симетричних мереж ці імпеданси однакові, за винятком знака; характеристичний опір хвилі, що поширюється негативно, є негативним, оскільки ми визначили I_n на рисунку 1.3 як завжди позитивний напрям.

З виразу (1.2) ми бачимо, що B завжди є чисто уявним. Якщо $\alpha = 0, \beta \neq 0$ (смуга пропускання), то вираз (1.7) показує, що $\cosh \gamma d = A \leq 1$ (для симетричних мереж), а вираз (1.12) показує, що Z_B буде дійсним. Якщо $\alpha \neq 0$,

$\beta = 0$ (смуга затримки), то вираз (1.7) показує, що $\cosh \gamma d = A \geq 1$, а вираз (1.12) показує, що Z_B є уявним. Ця ситуація подібна до хвильового імпедансу хвилеводу, який є дійсним для мод, що поширюються, і уявним для мод зрізу, або непостійних мод.

1.2.3 Терміновані періодичні структури

Далі розглянемо усічену періодичну структуру, що закінчується повним опором навантаження Z_L , як показано на рисунку 1.3. На клеммах довільної елементарної комірки падаючі та відбиті напруги та струми можна записати як (за умови роботи в смузі пропускання)

$$V_n = V_0^+ e^{-j\beta n d} + V_0^- e^{j\beta n d} . \quad (1.13a)$$

$$I_n = I_0^+ e^{-j\beta n d} + I_0^- e^{j\beta n d} = \frac{V_0^+}{V_B^+} e^{-j\beta n d} + \frac{V_0^-}{V_B^-} e^{j\beta n d} . \quad (1.13b)$$

де γz в (1.3) замінили на $j\beta n d$, оскільки нас цікавлять лише кінцеві величини.

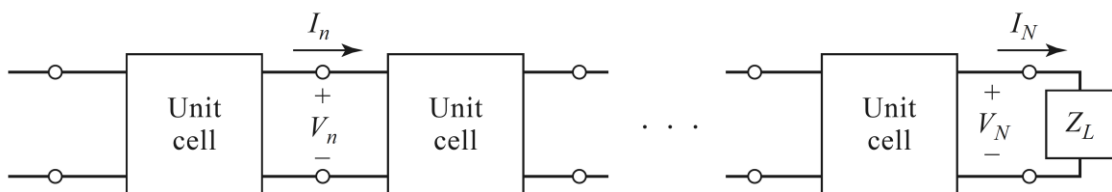


Рисунок 1.4 – Періодична структура,
кінцевим нормалізованим опором навантаження Z_L .

Тепер визначимо наступну напругу падіння та відбиття в n -ій елементарній комірці:

$$V_n^+ = V_0^+ e^{-j\beta nd}. \quad (1.14a)$$

$$V_n^- = V_0^- e^{j\beta nd}. \quad (1.14b)$$

Тоді вираз (1.13) можна записати у вигляді

$$V_n = V_n^+ + V_n^-. \quad (1.15a)$$

$$I_n = \frac{V_n^+}{Z_B^+} + \frac{V_n^-}{Z_B^-}. \quad (1.15b)$$

При навантаженні, де $n = N$, маємо

$$V_N = V_N^+ + V_N^- = Z_L I_L \left(\frac{V_N^+}{Z_B^+} + \frac{V_N^-}{Z_B^-} \right), \quad (1.16)$$

а коефіцієнт відбиття при навантаженні можна знайти як

$$\Gamma = \frac{V_N^-}{V_N^+} = -\frac{Z_L / Z_B^+ - 1}{Z_L / Z_B^- - 1}, \quad (1.17)$$

Якщо мережа елементарних комірок симетрична ($A = D$), то $Z_B^+ = -Z_B^- = Z_B$, що зводить (1.17) до відомого результату

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_B}{Z_L + Z_B}. \quad (1.18)$$

Щоб уникнути відображень на закінченій періодичній структурі, ми повинні мати $Z_L = Z_B$, що є реальним для структури без втрат, що працює в смузі пропускання. При необхідності між періодично навантаженою лінією і навантаженням можна використовувати чвертьхвильовий трансформатор.

1.2.4 Діаграми k - β і швидкості хвиль

Під огляду характеристик смуги пропускання та смуги затримки періодичної структури корисно побудувати графік залежності розповсюдження постійної β від постійної ненавантаженої лінії k (або ω). Такий графік називається діаграмою k - β , або діаграмою Бріллюєна, на честь фізика, який вивчав поширення хвиль у періодичних кристалічних структурах.

Діаграму k - β можна побудувати з виразу (1.9а), яке є співвідношенням дисперсії для загальної періодичної структури. Фактично, діаграму k - β можна використовувати для дослідження дисперсійних характеристик багатьох типів мікрохвильових компонентів і ліній передачі. Наприклад, розглянемо дисперсійне співвідношення для хвилеводної моди:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}, \text{ де } k = \sqrt{\beta^2 - \beta_c^2} \quad (1.19)$$

де k_c – граничне хвильове число моди, k – хвильове число вільного простору, а β – постійна поширення моди. Співвідношення (1.19) зображено на діаграмі k - β на рисунку 1.5. Для значень $k < k_c$ немає реального розв’язку

для β , тому мода не поширюється. Для $k > k_c$ мода поширюється, і k наближається до β для великих значень β (поширення ТЕМ).

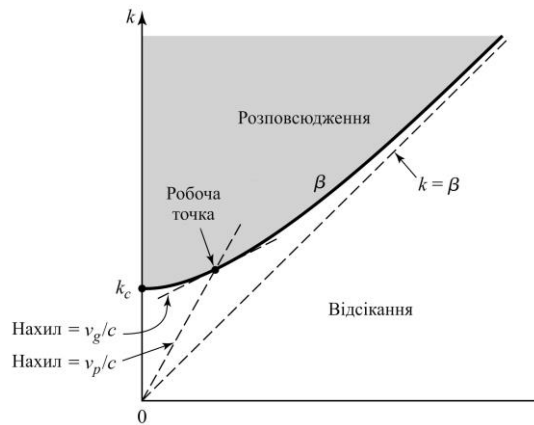


Рисунок 1.5 – Діаграма k - β для хвилевідної моди

Діаграма k - β також корисна для інтерпретації різних швидкостей хвилі, що пов'язані із дисперсійною структурою. Фазова швидкість становить

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = c \frac{k}{\beta}, \quad (1.20)$$

яка, як видно, дорівнює c (швидкість світла), помноженому на нахил лінії від початку координат до робочої точки на діаграмі k - β . Групова швидкість становить

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = c \frac{dk}{d\beta}, \quad (1.21)$$

що є кутом нахилу кривої k - β у робочій точці. Таким чином, посилаючись на рисунок 1.5, ми бачимо, що фазова швидкість поширеної хвилевідної моди є нескінченною в момент відсікання і наближається до c зі

збільшенням k . Групова швидкість дорівнює нулю на момент відсікання і наближається до c (знизу) зі збільшенням k .

1.3 Проектування фільтру за методом параметрів зображення

Метод параметрів зображення для проектування фільтрів передбачає специфікацію характеристик смуги пропускання та смуги зупинки для каскаду простих двопортових мереж, і тому концепт пов'язаний з періодичними структурами. Метод є відносно простим, але має недолік, що довільну частотну характеристику неможливо включити в проект. Тим не менш, метод параметрів зображення корисний для простих фільтрів, і він забезпечує зв'язок між нескінченними періодичними структурами та практичним проектуванням фільтрів. Метод параметрів зображення також знаходить застосування в конструкції підсилювача біжучої хвилі.

1.3.1 Імпеданс зображення та функції передачі для двопортових мереж

Визначення імпедансів зображення та функції передачі напруги для довільної взаємної двопортової мережі необхідне для аналізу та проектування фільтрів методом параметрів зображення.

Розглянемо довільну двопортову мережу, показану на рисунку 1.6, де мережа задана параметрами $ABCD$. Еталонний напрямок для струму на порту 2 було вибрано відповідно до конвенції для параметрів $ABCD$. Імпеданси зображення Z_{i1} і Z_{i2} визначаються для цієї мережі наступним чином:

$$Z_{i1} = \text{вхідний опір на порту 1, коли порт 2 закінчується } Z_{i2}$$

$$Z_{i2} = \text{вхідний опір на порту 2, коли порт 1 закінчується } Z_{i1}.$$

Таким чином, обидва порти узгоджуються, коли вони закінчуються в їхніх імпедансах зображення. Ми можемо отримати вирази для імпедансів зображення через параметри мережі $ABCD$.

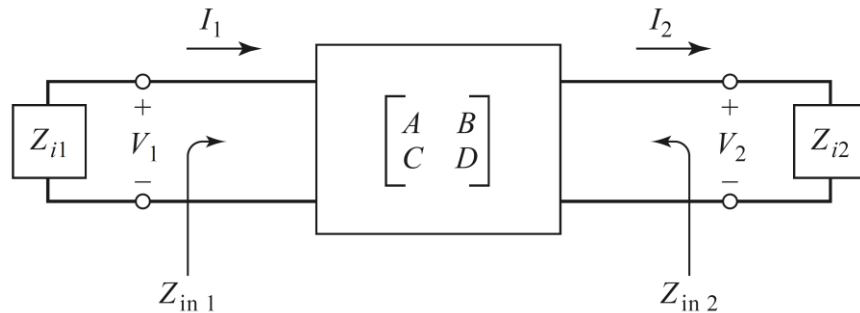


Рисунок 1.6 – Мережа з двома портами, що має кінцеві опори

Напруги та струми порту співвідносяться як

$$V_1 = AV_2 + BI_2, \quad (1.22a)$$

$$I_1 = AV_2 + BI_2, \quad (1.22b)$$

Вхідний опір на порту 1, з портом 2, що закінчений на Z_{i2} , дорівнює

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{AZ_{i2} + B}{CZ_{i2} + D}, \quad (1.23)$$

Оскільки $V_2 = Z_{i2}I_2$.

Тепер розв'яжіть (1.22) для V_2 , I_2 шляхом інвертування матриці $ABCD$.

Оскільки $AD - BC = 1$ для взаємної мережі, відповідно отримуємо

$$V_2 = DV_1 - BI_1, \quad (1.24a)$$

$$I_2 = -CV_1 + AI_1, \quad (1.24b)$$

Тоді вхідний опір на порту 2, з портом 1, що закінчений на Z_{i1} , можна знайти як

$$Z_{in2} = \frac{-V_2}{I_2} = \frac{DV_1 + BI_1}{-CV_1 + AI_1} = \frac{DZ_{i1} + B}{CZ_{i1} + A}. \quad (1.25)$$

Оскільки $V_1 = -Z_{i1}I_1$ (схема на рисунку 1.6).

Якщо $Z_{in1} = Z_{i1}$ і $Z_{in2} = Z_{i2}$, то (1.23) і (1.25) дають два рівняння для імпедансів зображення:

$$Z_{i1}(CZ_{i2} + D) = AZ_{i2} + B, \quad (1.26a)$$

$$Z_{i1}D - B = Z_{i2}(A - CZ_{i1}). \quad (1.26b)$$

Розв'язок для Z_{i1} та Z_{i2} дає

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}}, \quad (1.27a)$$

$$Z_{i2} = \sqrt{\frac{BD}{AC}}. \quad (1.27b)$$

при $Z_{i2} = DZ_{i1}/A$. Якщо мережа є симетричною, то $A = D$ і $Z_{i1} = Z_{i2}$, як і очікувалося.

Тепер розглянемо функцію передачі напруги для мережі з двома портами, що закінчується її імпедансом зображення. З посиланням на рисунок 1.7 і (1.24а), вихідна напруга на порту 2 може бути виражена як

$$V_2 = DV_1 - BI_1 = \left(D - \frac{B}{Z_{i1}} \right) V_1. \quad (1.28)$$

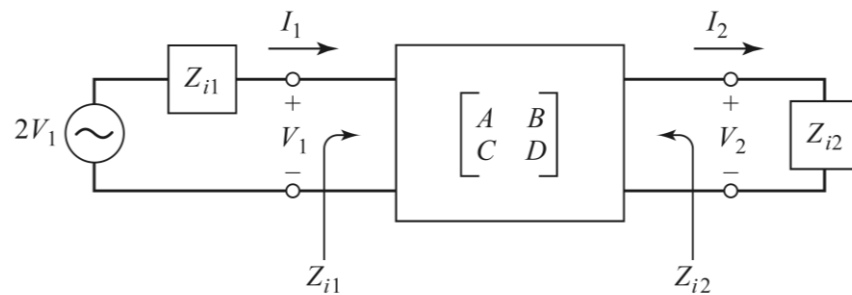


Рисунок 1.7 – Мережа з двома портами, що завершується опорамі зображення та керується генератором напруги

Оскільки тепер маємо, що $V_1 = I_1 Z_{i1}$, то відповідно співвідношенням напруг є

$$\frac{V_2}{V_1} = D - \frac{B}{Z_{i1}} = D - B \sqrt{\frac{CD}{AB}} = \sqrt{\frac{D}{A}} (\sqrt{AD} - \sqrt{BC}). \quad (1.29a)$$

Подібним чином, поточне співвідношення є

$$\frac{I_2}{I_1} = -C \frac{V_1}{I_1} + A = -C Z_{i1} + A = \sqrt{\frac{A}{D}} (\sqrt{AD} - \sqrt{BC}). \quad (1.29b)$$

Коефіцієнт $\sqrt{D/A}$ зустрічається у зворотних позиціях у (1.29а) і (1.29б), і тому може бути інтерпретований як коефіцієнт витків трансформатора. Окрім цього фактора, ми можемо визначити коефіцієнт розповсюдження для мережі як

$$e^{-\gamma} = \sqrt{AD} - \sqrt{BC}, \quad (1.30)$$

з $\gamma = \alpha + j\beta$, як зазвичай. Оскільки

$$e^{\gamma} = \frac{1}{\sqrt{AD} - \sqrt{BC}} = \frac{AD - BC}{\sqrt{AD} - \sqrt{BC}} = \sqrt{AD} + \sqrt{BC}$$

І $\cosh \gamma = (e^{\gamma} + e^{-\gamma})/2$, ми також маємо це

$$\cosh \gamma = \sqrt{AD}. \quad (1.31)$$

Двома важливими типами двопортових мереж є схеми T і π , які можуть бути виконані в симетричній формі. У таблиці 1.2 наведено імпеданси зображення та коефіцієнти поширення, а також інші корисні параметри для цих двох мереж.

1.3.2 Константа-к секції фільтра

Тепер ми можемо розробляти секції фільтрів низьких і високих частот. Спочатку розглянемо T -мережу, показану на рисунку 1.8. Інтуїтивно ми бачимо, що це мережа фільтра низьких частот, оскільки послідовні котушки

індуктивності та шунтуючий конденсатор, як правило, блокують високочастотні сигнали, пропускаючи низькочастотні сигнали. Порівнюючи з результатами, наведеними в таблиці 1.1, ми маємо $Z_1 = j\omega L$ і $Z_2 = 1/j\omega C$, відповідно імпеданс зображення

$$Z_{iT} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2 LC}{4}}. \quad (1.32)$$

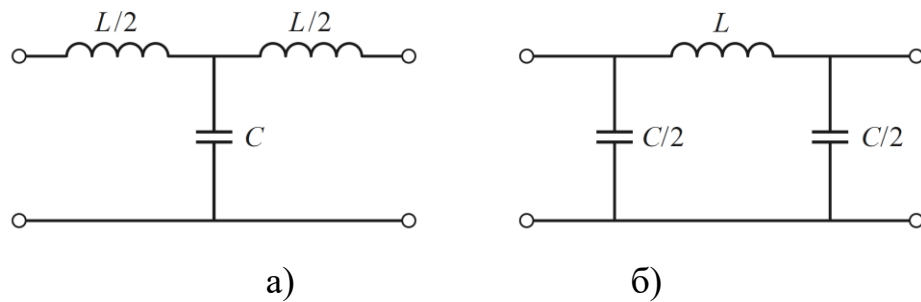


Рисунок 1.8 – Секції фільтра низьких частот із постійною k у формах T і π . а) T -подібний перетин. б) π -переріз

Якщо ми визначаємо граничну частоту, ω_c , як

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}}. \quad (1.33)$$

і номінальний характеристичний опір, R_0 , визначається як

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = k, \quad (1.34)$$

де k є константою, відповідно ми можемо переписати вираз (1.32) як

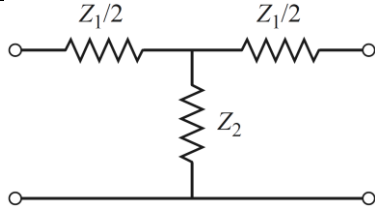
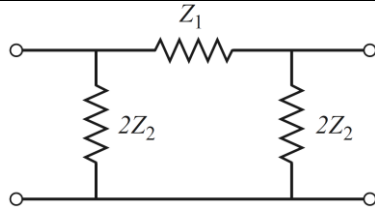
$$Z_{iT} = R_0 \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}}, \quad (1.35)$$

Тоді $Z_{iT} = R_0$ при $\omega = 0$.

Коефіцієнт розповсюдження (таблиця 1.2) відповідно визначається

$$e^\gamma = 1 - \frac{2\omega^2}{\omega_c^2} + \frac{2\omega}{\omega_c} \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_c^2} - 1}. \quad (1.36)$$

Таблиця 1.2 – Параметри зображення для Т- та π -мереж

Т-мережа	π -мережа
	
ABCD параметри:	ABCD параметри:
$A = 1 + Z_1 / 2Z_2$	$A = 1 + Z_1 / 2Z_2$
$B = Z_1 + Z_1^2 / 4Z_2$	$B = Z_1$
$C = 1 / Z_2$	$C = 1 / Z_2 + Z_1 / 4Z_2^2$
$D = 1 + Z_1 / 2Z_2$	$D = 1 + Z_1 / 2Z_2$
Z параметри:	Y параметри:
$Z_{11} = Z_{22} = Z_2 + Z_1 / 2$	$Y_{11} = Y_{22} = 1 / Z_1 + 1 / 2Z_2$
$Z_{12} = Z_{21} = Z_2$	$Y_{12} = Y_{21} = 1 / Z_1$
Імпеданс зображення:	Імпеданс зображення:
$Z_{iT} = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + Z_1 / 4Z_2}$	$Z_{i\pi} = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + Z_1 / 4Z_2} = Z_1 Z_2 / Z_{iT}$
Константа розповсюдження:	Константа розповсюдження:
$e^\gamma = 1 + Z_1 / 2Z_2 + \sqrt{Z_1 / Z_2 + Z_1^2 / 4Z_2^2}$	$e^\gamma = 1 + Z_1 / 2Z_2 + \sqrt{Z_1 / Z_2 + Z_1^2 / 4Z_2^2}$

Тепер розглянемо дві області частот:

1. При $\omega < \omega_c$: це смуга пропускання секції фільтра. Рівняння (1.35) показує, що Z_{iT} є дійсним, а вираз (1.36) показує, що γ є уявним, оскільки $\omega^2 / \omega_c^2 - 1$ є від'ємним і $|e^\gamma| = 1$:

$$|e^\gamma|^2 = \left(1 - \frac{2\omega^2}{\omega_c^2}\right) + \frac{4\omega^2}{\omega_c^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right) = 1.$$

2. При $\omega > \omega_c$: це смуга затримки секції фільтра. Рівняння (1.35) показує, що Z_{iT} є уявним, а (1.36) показує, що e^γ є дійсним $-1 < e^\gamma < 0$ (як видно з обмежень $\omega \rightarrow \omega_c$ і $\omega \rightarrow \infty$). Швидкість загасання для $\omega \gg \omega_c$ становить 40 дБ/декаду.

Типові постійні фази та затухання схематично зображені на рисунку 1.9. Зауважимо, що ослаблення α дорівнює нулю або є відносно малим поблизу граничної частоти, хоча $\alpha \rightarrow \infty$ як $\omega \rightarrow \infty$. Цей тип фільтра відомий як прототип низьких частот із константою- k . Є лише два параметри для вибору (L і C), які визначаються ω_c , частотою зрізу, і R_0 , імпедансом зображення на нульовій частоті.

Наведені вище результати є дійсними лише тоді, коли секція фільтра має кінцевий опір зображення на обох портах. Це головна слабкість конструкції, оскільки імпеданс зображення є функцією частоти і навряд чи відповідатиме даному джерелу чи опорі навантаження. Цей недолік, а також той факт, що загасання є досить низьким біля граничної позначки, можна усунути за допомогою модифікованих m -похідних секцій.

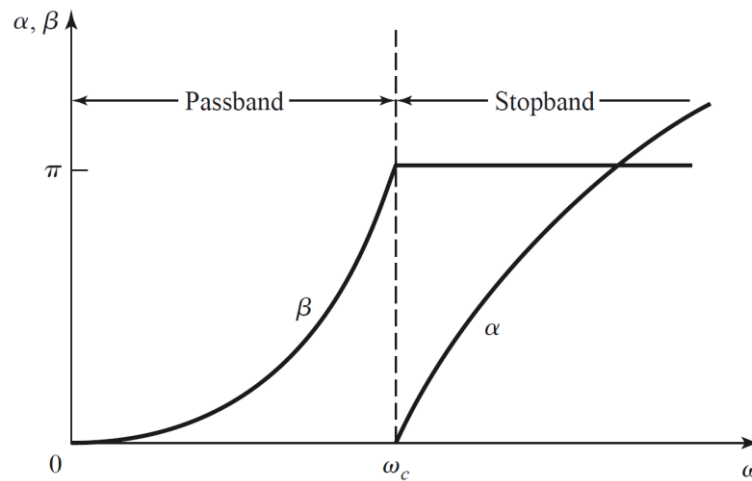


Рисунок 1.9 – Типові характеристики смуги пропускання та смуги затримки нижніх частот із постійним k на рисунку 1.8.

Для низькочастотної π -мережі на рисунку 1.8 ми маємо, що $Z_1 = j\omega L$ і $Z_2 = 1/j\omega C$, тому коефіцієнт розповсюдження такий самий, як і для низькочастотної Т-мережі. Частота зрізу ω_c і номінальний характеристичний опір R_0 є такими самими, як і відповідні величини для Т-мережі, як зазначено у виразах (1.33) і (1.34). При $\omega = 0$ ми маємо, що $Z_{iT} = Z_{i\pi} = R_0$, де $Z_{i\pi}$ – імпеданс зображення низькочастотної π -мережі, але Z_{iT} і $Z_{i\pi}$, зазвичай не однакові на інших частотах.

Високочастотні постійні секції k показані на рисунку 1.10; відповідно видно, що положення котушок індуктивності та конденсаторів протилежні положенням у прототипі низької частоти. Легко показати, що рівняння проектування є такими

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.37)$$

$$\omega_c = \frac{1}{2\sqrt{LC}}. \quad (1.38)$$

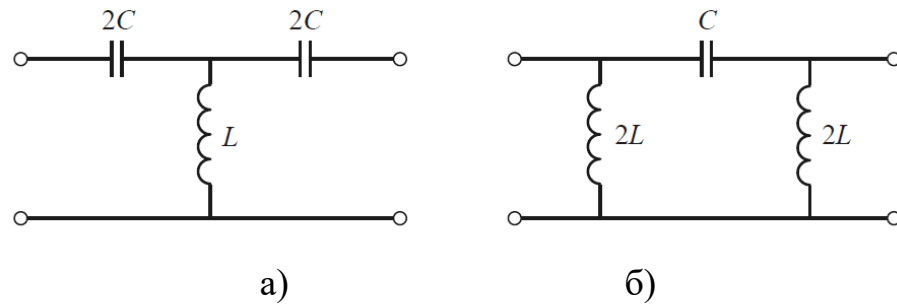


Рисунок 1.10 – Частина високочастотного фільтра з постійним k у формах Т та π . а) Т-подібний перетин. б) π -переріз

Висновки

У першому розділі виконано аналіз вітчизняних і зарубіжних джерел. Проведено аналіз і синтез мережі мікрохвильових фільтрів. Розглянуто різні аспекти етапів проектування. По-перше, передавальна функція фільтра для симетричної або асиметричної характеристики генерується, щоб задовольнити задані рівні ослаблення в специфікаціях фільтра. Синтез мережі фільтрів, що передбачає визначення раціональної функції на основі характеристичних поліномів, з яких можуть бути реалізовані моделі схем із зосередженими або розподіленими параметрами мережі фільтрів. Моделі схем мають частотне відображення, і значення елементів можуть бути масштабовані відповідно до технології реалізації. Методи електромагнітного моделювання дозволяють апроксимувати кінцеві моделі схем до фізичних моделей (ЕМ моделі). Нарешті, ЕМ-моделі налаштовуються в діапазоні частот, щоб найкраще відповідати моделям схем перед виготовленням.

Для аналізу мікрохвильової мережі розглянуто набір основних, канонічних проблем, використовуючи аналіз поля та рівняння Максвелла. Роблячи це, ми намагалися отримати величини, які можуть бути безпосередньо пов'язані з параметром кола або лінії передачі. Це дозволило розглядати лінію передачі або хвилевід як ідеалізований розподілений

компонент, що характеризується його довжиною, постійною поширення та характеристичним опором. На цьому етапі ми можемо з'єднати різні компоненти та використовувати теорію мережі та/або лінії передачі для аналізу поведінки всієї системи компонентів, включаючи такі ефекти, як багаторазові відбиття, втрати, перетворення імпедансу та переходи від одного типу середовища передачі до інший (наприклад, коаксіальний кабель до мікросмужкової). Як видно, перехід між різними лініями передачі або розрив на лінії передачі, як правило, не можна розглядати як простий перехід між двома лініями передачі, але зазвичай включає певний тип еквівалентної схеми для врахування реактивних опорів, пов'язаних з переходом або розривністю.

Також розглянуто теорію та побудову фільтрів з частотних характеристик періодичних структур, які складаються з лінії передачі або хвилеводу, періодично завантаженого реактивними елементами.

2 ОПИС МЕТОДИКИ ПРОЕКТУВАННЯ

2.1 Конструкція мікрохвильових фільтрів

2.1.1 Згруповані низькочастотні фільтри прототипів

Приблизний синтез смугових фільтрів із вузькою та середньою смугою пропускання досягається шляхом синтезу відповідного прототипу фільтра низьких частот, а потім перетворення мережі в смугову область за допомогою простого частотного перетворення [5]. Прототип фільтрів низьких частот базується на ідеальних моделях інверторів імітансу. Ідеальні інвертори імітансу - це лише фіктивні елементи. На практиці вони апроксимуються реальними частотно-залежними елементами. Через це конструкції, що використовують ці прототипи, зазвичай застосовуються для вузькосмугових фільтрів, де значення елементів зв'язку приблизно постійні у вузькому діапазоні частот. Однак саме цей факт дозволив розробити спрощену техніку проектування багатьох мікрохвильових фільтрів. Тому багато практичних відгуків фільтрів, таких як смугопротисний і смугопротисний, можна розробити за допомогою методу апроксимації параметра нахилу реактивного опору/сусцептивності.

Прототипні фільтри низьких частот з зосередженими частотами можуть бути синтезовані за допомогою методу матриці зв'язку (Coupling Matrix – CM) або каскадного синтезу в домені зосереджених елементів. Перетворення частот і елементів виконуються для перетворення в інші форми мережі фільтрів, такі як смугові фільтри або розподілені фільтри низьких частот, які підходять для прямої фізичної реалізації.

Навпаки, альтернативний метод прямого синтезу, усуває потребу в таких перетвореннях і забезпечує прямий та інтуїтивно зрозумілий підхід до синтезу, заснований на нульовому рецепті відображення та передачі на основі базисної функції характеристичних функцій Чебишева. Як наслідок, інвертори імпедансу, пов'язані з прямою синтезованою мережею фільтрів, залежать від частоти. Це причина, чому цей конкретний підхід до синтезу дійсний для довільних смуг пропускання фільтра. Він також забезпечує краще наближення до практичних компонентів фільтра, які залежать від частоти.

Жодних значних переваг використання прототипних фільтрів низьких частот не дає жодних значних переваг, окрім переваг використання загальноприйнятих традиційних методів. Деякі безпосередньо синтезовані функції передачі фільтра не мають еквівалента зосередженого фільтра низьких частот. Таким чином, функції передачі та результуюча топологія з зосереджених прототипних фільтрів низьких частот можуть не бути реалізовані за допомогою підходу прямого синтезу.

2.1.2 Перетворення частоти та масштабування імпедансу

Процес синтезу фільтрів із зосереджених прототипів фільтрів низьких частот використовує частотні перетворення. Частотне відображення перетворює задану мережу прототипу фільтра низьких частот у форму, яка дозволяє практичну реалізацію мікрохвильових фільтрів. Оскільки перетворення залежить від частоти, воно змінює лише реактивні елементи. Як резистивні закінчення джерела (і навантаження), так і елементи FIR, для яких реалізовані ідеальні інвертори, залишаються незмінними при перетворенні. Зачатки різноманітних перетворень були висвітлені у більшості важливих підручників з фільтрів.

Фільтри прототипу низьких частот мають нормалізовані значення елементів, так що і частота зрізу, і опір або провідність джерела нормовані до одиниці (тобто $R_s=1$ Ом і $\omega_c=1$ рад/с). Після синтезу мережі значення елементів повторно нормалізуються до опору системи (зазвичай 50 Ом) і необхідних частот зрізу. Найчастіше прототип фільтрів низьких частот, отриманий за допомогою матриці зв'язку або каскадного синтезу, має рівень імпедансу, непридатний для прямої фізичної реалізації. Таким чином, може знадобитися масштабувати мережу, щоб налаштувати значення елементів у межах реалізованих значень.

2.1.3 Фільтри розподілених елементів

Практичні мікрохвильові фільтри реалізовані за допомогою розподілених компонентів. Це часто виготовлені компоненти, які моделюються як компоненти типу лінії електропередачі. У нижній смузі мікрохвильових частот (від 300 МГц до приблизно 30 ГГц з довжиною хвилі від 1 м до 10 мм) мікрохвильові фільтри часто реалізуються за допомогою мікросмужкових, смужкових і коаксіальних резонаторів, тоді як у більшій частині верхньої (від 30 ГГц до приблизно 300 ГГц з довжиною хвилі 10 мм до 1 мм) у мікрохвильовому діапазоні частот використовуються діелектричні та хвилевідні резонатори через зменшені розміри хвилеводів на цих частотах. Однак інші фактори, такі як коефіцієнти якості без навантаження, розмір фільтра та потужність, є важливими для вибору технології впровадження [3]. Більшість фільтрів були реалізовані у смужковій або коаксіальній резонаторі завдяки хорошему компромісу між розміром (втратами) і обробкою потужності, який вони забезпечують, а також гнучкості для реалізації різних топологій.

Оскільки мікрохвильові фільтри в основному реалізуються за допомогою компонентів типу лінії передачі, у цій роботі також було розроблено прямий синтез у розподіленій області. Незважаючи на те, що іноді використання синтезу зосереджених елементів спрощує процес синтезу, у цій роботі було показано, як зосереджені елементи перетворюються на розподілену мережу для практичної реалізації.

2.1.4 Числові електромагнітні методи

Слід зазначити, що для досягнення еквірипульсного відгуку Чебишева в смузі пропускання дійсно потрібні часткові коригування фізичних розмірів. Зазвичай налаштувальні гвинти мають точність до тисячної частки міліметра (0,0001 мм). Час, необхідний для виконання повнохвильової електромагнітної оптимізації навіть на резонаторних фільтрах низького ступеня, наприклад, є непомірно високим. Рішення полягає у використанні точних методів проектування на основі ЕМ разом із швидким моделюванням кола для скорочення часу проектування. Численні методи використовуються сьогодні для проектування та налаштування мікрохвильових фільтрів.

У цьому розділі розглядаються різні відповідні методи визначення фізичних розмірів мікрохвильових резонаторних фільтрів. У поєднанні з методом синтезу матриці зв'язку спочатку показано, як отримують початкові розміри курсу для фільтра та як досягається необхідне тонке налаштування за допомогою методів відображення простору. Метод Коші та концепція налаштування ЕМ-порту також розглядаються як альтернативний спосіб отримання точно налаштованих розмірів, необхідних для мікрохвильових фільтрів Чебишева, налаштованих рівномірно.

2.1.4.1 Фізичні параметри

Існує багато фізичних реалізацій мікрохвильових фільтрів, таких як мікросмужкові, смугові, коаксіальні, хвилевідні та діелектричні фільтри. Основний синтез, однак, однаковий для всіх цих реалізацій фільтрів. Існує багато різних способів визначення фізичних розмірів мікрохвильових фільтрів. Математичні моделі, отримані шляхом синтезу, є лише наближеннями повнохвильової електромагнітної поведінки розподілених мікрохвильових кіл. Точні розміри отримують за допомогою чисельних методів ЕМ, які враховують ефекти другого порядку, такі як небажані зв'язки та хвилевідні моди високого порядку. Це вимагає розумної оцінки властивостей матеріалу та електромагнітної поведінки мікрохвильових пристроїв.

Для простих фізичних структур, таких як паралельно з'єднані лінії передачі, існують емпіричні дані, які дають дуже хороше наближення. Роудс розробив техніку, яка може бути використана для проектування стрижневих смугових фільтрів однакового діаметру за припущенням TEM. Однак навіть у цих конструкціях фільтрів режиму затухання існує потреба врахувати паразитні зв'язки, а також хвилевідні моди високого порядку, не пов'язані з TEM, які можуть існувати в структурі, особливо для відносно великої відстані між площиною землі для отримання точних фізичних розмірів.

снують моделі зосереджених елементів, засновані на моделях прототипів фільтрів низьких частот з зосередженими частотами [3, 6], які можна використовувати для визначення вхідних (вихідних) зв'язків, а також фізичних розмірів міжрезонаторних зв'язків. Найбільш повно розрахунок початкових фізичних розмірів розглянуто в [6], де наведено формули для моделей зосереджених елементів. Вони більш корисні для вузькосмугових

фільтрів. Більш точне початкове наближення можна отримати за допомогою змішаних моделей із зосередженим розподілом

2.2 Схема процедури проектування

У конструкції застосовується процес синтезу смугового фільтра. Використовуючи метод внесених втрат і рівні пульсацій Чебишева від прототипу низьких частот, побудовано смугові фільтри (рис. 2.1а,б). Таким чином, створюється структура шунтованих паралельних резонаторів. На наступному етапі замінено шунтові резонатори відповідними заглушками, які ведуть себе так само. Резонансні контури можна еквівалентно замінити короткозамкнутими на чверть довжини хвилі або розімкнутими на половину довжини хвилі, обидва з яких поведуться як паралельні резонансні контури (рис. 2.1в). Хоча існують альтернативні реалізації, тут було обрано мікросмугову технологію. Таким чином, використано шлейфи з розімкнутим колом на половинній довжині хвилі, які як і резонатори еквівалентні патч-антенам і мають більшу ймовірність випромінювання. Таким чином, побудований смуговий фільтр набуває форми масиву біжучої хвилі (рис. 2.1г). Важливо зазначити, як пояснювалося вище, що частотна антена націлена лише на більш широку робочу смугу, а не на формування променя, яким у цьому випадку якимось чином нехтують, приймаючи кут променя до 30° . Опір навантаження на клемі замінюється резисторами, що представляють втрати на кожному елементі антени. Отже, шляхом живлення однієї антени в різних симетричних точках живлення, очікується, що створена структура (рис. 2.1д) матиме таку саму частотну характеристику, як і передбачуваний синтез смугового фільтра.

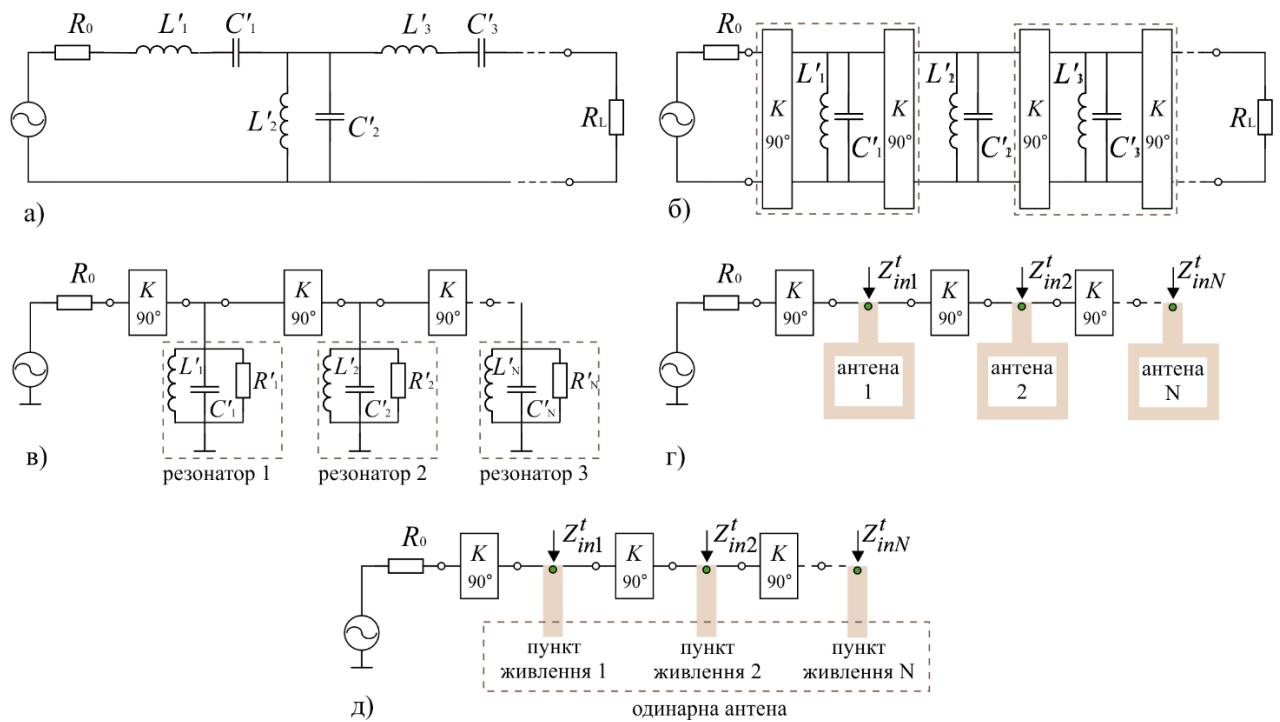


Рисунок 2.1 – Основні етапи розробки частотної антени:

а) конструкція смугового фільтра; б) перетворення послідовних резонаторів на паралельні; в) заміна резонаторів із дискретними елементами на шлейфи з відкритим контуром; г) заміна шлейфів з патч-антенами; д) заміна антен із симетричними точками живлення однієї антени

Сконструйований ВРФ працює з розширеною смугою пропускання та у формі схеми сходового типу з послідовних і паралельних резонансних контурів або на кінцевій стадії решітки біжучої хвилі, що складається з серії патч-антен, які можна використовувати для пояснення ФР. Більша смуга пропускання зумовлена кількома послідовними резонансами, створеними ФР, що виникають, коли резонансні контури каскадовані. Насправді ФР генерує нові резонансні частоти, які ідентичні власним частотам сполучених резонаторів. Це те саме явище, що й у теорії фільтрів. Каскадні схеми, що утворюють ВРФ, зазнають фазового зсуву майже так само, як короткі та відкриті шлейфи, що використовуються для узгодження широкосмугового імпедансу. Слід мати на увазі, що ці резонанси, що перекриваються,

виникають у вхідному порту конструкції, тоді як антенний елемент (резонатор) зберігає свої режимні характеристики випромінювання. Таким чином, застосований FP впливає на підсилення вхідного порту, який відповідає лінії живлення, але не порушує радіаційні властивості елемента. Примітно, що пара закорочених і відкритих шлейфів використовується для реалізації балуна Маршанда (the Marchand Balun.). Останнє нещодавно було використано для розробки широкосмугових каналів для міцно зв'язаних дипольних решіток [27].

2.3 Аналіз методів проектування

Щоб продемонструвати, як FP веде до розширення смуги пропускання, ми використовуємо BPF другого порядку в його початковій формі, як показано на рисунку 2.2. Включення омичних опорів у послідовні та паралельні резонатори забезпечує еквівалентність резонаторів для патч-антен з найменшими втратами випромінювання надаючи значення існуванню їх фактора якості. Добре встановлено, що всі ізольовані елементи фільтра повинні резонувати на одній частоті, але з різним коефіцієнтом якості, заданим як $Q_{si} = \omega_0 L_i / R_i$ та $Q_{pi} = \omega_0 R_i C_i$ для послідовного та паралельного резонаторів відповідно, де ω_0 є резонансною частотою. FP у послідовності послідовних і паралельних резонансних контурів, що призводить до додаткових резонансів, ω_{r1} і ω_{r2} , нижче і вище ω_0 відповідно. А саме, резонансна частота другого резонатора, як видно на вході BPF (смугового фільтра), тягнеться попереднім першим резонатором вниз і вгору на рівну величину $\Delta\omega$. Щоб прояснити цей ефект, вхідний опір смугового фільтра другого порядку на рисунку 2.2 досліджується на наявність резонансів і виділяється його передаточна функція. Вхідний опір кола визначається як

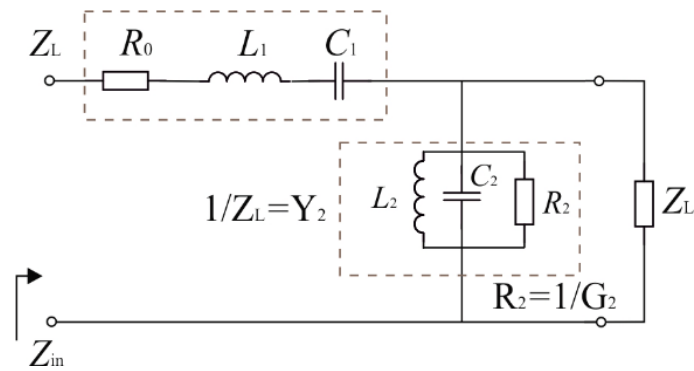


Рисунок 2.2 – Еквівалентна схема смугового фільтра другого порядку.

R_1, R_2 представляють омичні втрати резонансних контурів

$$Z_{in} = \frac{(Z_1 + R_L) + Z_1 R_L Y_2}{1 + R_L Y_2} = \frac{1 + Z_1 Y_2 + Z_1 / R_L}{1 + R_L Y_2}, \quad (2.1)$$

Вивчення резонансів відкритого контуру при $R_L \rightarrow \infty$, рівняння (2.1) зводиться до

$$Z_{in}^{oc} = Z_1 + 1/Y_2 = Z_1 + Z_2. \quad (2.2a)$$

Очікуючи резонансного зсуву від ω_0 до $\omega_r = \omega_0 \pm \Delta\omega_r$ і апроксимуючи Z_1 і Y_2 як

$$Z_1 \approx R_1 + j2L_1\Delta\omega_r, \quad (2.2б)$$

$$Y_2 \approx 1/R_2 + j2C_2\Delta\omega_r. \quad (2.2в)$$

Нові резонанси при $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$ можна оцінити, порівнявши фазу Z_{in} до нуля. Після деяких розрахунків ми знаходимо, що

$$\Delta\omega_{r1,2} = \pm \frac{1}{2R_2C_2} \sqrt{\frac{R_2^2C_2}{L_1} - 1}. \quad (2.3)$$

За допомогою симулятора схеми FP можна пояснити графічно з результатів, показаних на рис. 2.3. Амплітуда та фаза Z_{in} смугового фільтра на рис. 2.2 зображені для послідовного та паралельного резонансних контурів, кожного окремо та для їх комбінації, тобто послідовного резонансу, каскадованого паралельним резонансом. Резонанс виникає на нульовій фазі:

$$\theta^{oc} = 0 \leftrightarrow |Z_1| \sin \theta_1 = |Z_2| \sin \theta_2. \quad (2.4)$$

Це можна зрозуміти з рис. 2.3б, де на деякій частоті $\omega_0 \leq \Delta\omega_r$, вище резонансу ω_0 , і негативна фаза $-\Delta\phi$, введений Z_1 , компенсується позитивним зсувом фази $+\Delta\phi$, внесеним Z_2 . Зворотнє відбувається при меншій частоті $\omega_0 - \Delta\omega_r$. Отже, для каскадного контуру з двох резонаторів на рис. 2.2 єдиний резонанс спочатку існував при ω_0 , відбувається одночасно на двох нових частотах $\omega_0 - \Delta\omega_r$ і $\omega_0 + \Delta\omega_r$. Початковий резонанс при ω_0 , зберігається між новими, але для іншого імпедансу, як показано на рис. 2.3а. Важливо зауважити, що два нових резонанси при $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$ мають нижчий коефіцієнт якості та еквівалентно ширшу смугу, ніж резонанс при ω_0 , як показано на рис. 2.3в.

Для більш загального дослідження FP функція передачі напруги $H(j\omega)$ для синтезу смугового фільтра порядку 1, 2 і 3 наведена в таблиці 2.1. Для смуги пропускання $H(j\omega)$ має бути максимізовано при резонансі, що відповідає встановленню уявної частини його знаменник до нуля.

Отримані резонансні частоти також представлені в тій же таблиці, де для резонаторів використовуються тільки елементи L і C . Як і очікувалося, два

підходи дають однакові резонансні частоти для фільтра другого порядку, якщо ми виключаємо омичні опори, дозволяючи $R_1 \rightarrow 0$ і $R_2 \rightarrow \infty$

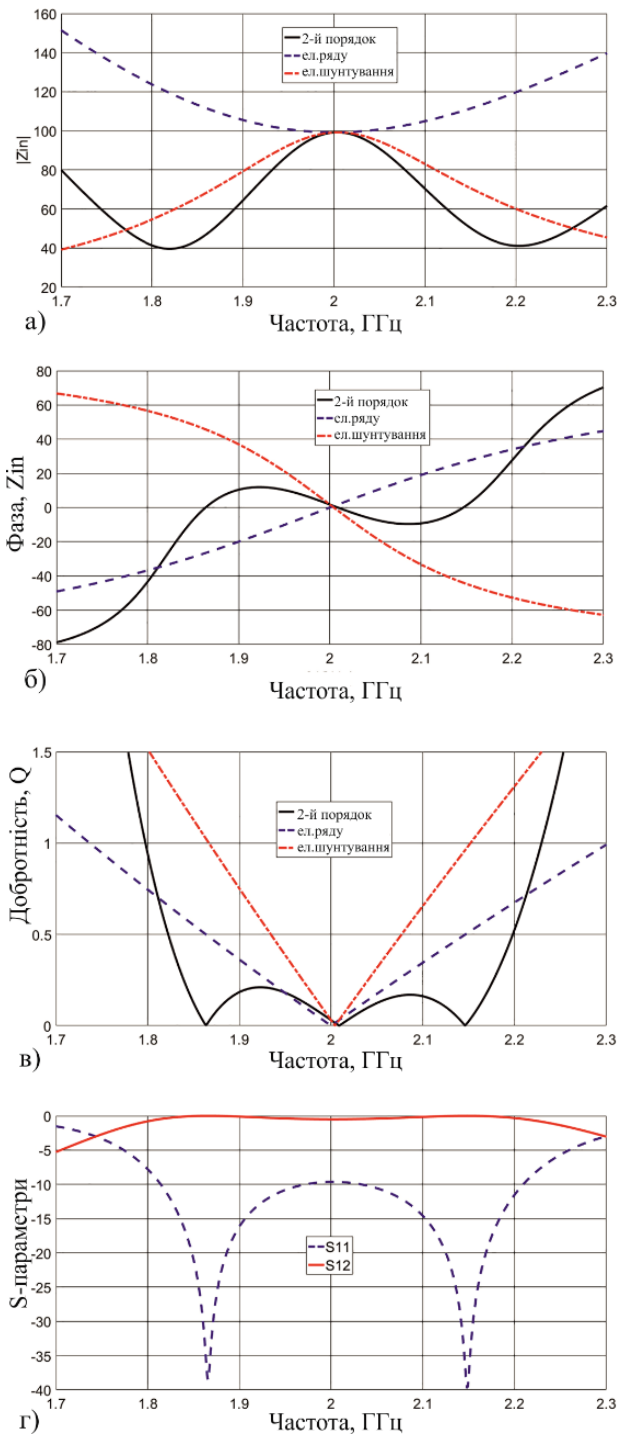


Рисунок 2.3 – Графіки залежностей: а) – амплітуди; б) – фази вхідного імпедансу; в) коефіцієнта якості послідовного та паралельного резонаторів; г) – S-параметри смугового фільтра

Таблиця 2.1 – Функція передачі напруги та резонансні частоти смугових фільтрів для порядків $n = 1, 2$ та 3

n	$H(j\omega)$	ω_r
1	$\frac{R_L}{R_L + Z_1}$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$
2	$\frac{R_L Z_2}{Z_1 Z_2 + R_L (Z_1 + Z_2)}$	$\omega_{1,2} = \omega_0 \left[\frac{2 + A \left(1 \pm \sqrt{1 + 4 \frac{1}{A}} \right)}{2} \right]^{\frac{1}{2}}, A = \frac{L_2}{L_1}$
3	$\frac{R_L Z_2}{Z_1 Z_2 + (R_L + Z_3)(Z_1 + Z_2)}$	$\omega_2 = \omega_0 \omega_{1,3} = \omega_0 \left[\frac{2 + A \left(1 \pm \sqrt{1 + 4 \frac{1}{A}} \right)}{2} \right]^{\frac{1}{2}},$ $A = \frac{L_2}{L_3} + \frac{L_2}{L_1}$

На рис. 2.4 показано діаграму Сміта, де геометричне місце імпедансу двох резонаторів та їх каскадну комбінацію смугового фільтра для рис. 2.2. Видно, що траєкторії послідовного та паралельного резонаторів, коли вони одні, перетинають x вісь при ω_0 рухається в протилежних напрямках. Їхня каскадна комбінація перетинає вісь x ще двічі, де ці точки відповідають новим резонансам при $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$. Він також проходить від ω_0 , що знаходиться між ними, і відбувається для вищого імпедансу, але все ще може вважатися таким, що сприяє єдиній розширеній смузі пропускання. У всіх трьох випадках смуга пропускання 3 дБ визначається постійними траєкторіями $Q = X / R = 1$.

Як уже було описано, послідовні резонансні контури перетворюються на еквівалентні паралельні за допомогою трансформаторів чвертної довжини

хвилі як інверторів опору. Таким чином будується структура тільки шунтових або паралельних резонаторів. Наступним кроком є заміна шунтових резонаторів зосереджених елементів на резонатори розподіленої форми за допомогою відповідних шлейфів. Їх можна еквівалентно замінити короткозамкнутими на чверть хвилі або на половину довжини хвилі з відкритим контуром, які поводяться як паралельні резонансні контури.

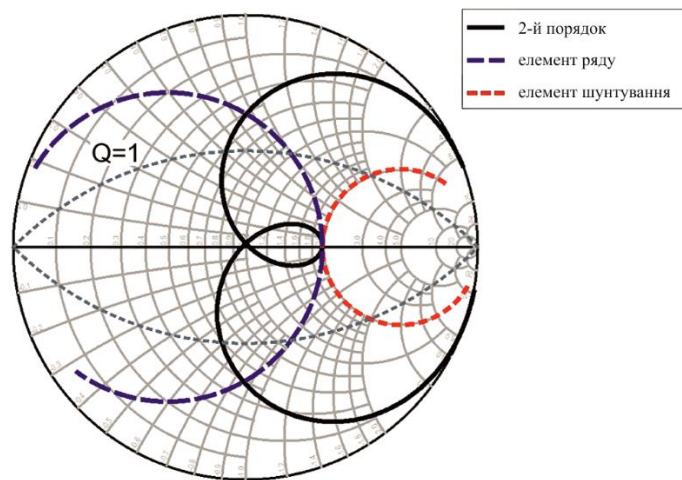


Рисунок 2.4 – Географічне місце імпедансу шунтового резонансу, послідовного резонансу та їх каскадного з'єднання на $f_0 = 2$ ГГц

Класичний підхід синтезу смугового фільтра заснований на використанні шлейфів четвертої довжини хвилі, короткозамкнених на площину заземлення через металізовані переходи. Навпаки, у цьому документі шлейфи половинної довжини хвилі з відкритою схемою використовуються як патч-антени. Для обраної відповіді параметри прототипу g_n задані стандартними таблицями. У звичайному синтезі смугового фільтра шляхом узгодження вхідних опорів шлейфів і резонатора характерний імпеданс шлейфів розраховується як [7]

$$Z_{0,n} = \pi Z_0 \Delta / (4g_n), \quad (2.5)$$

де Δ – дробова смуга пропускання, а Z_0 – характеристичний опір інвертора адмітансу (рис. 2.1б).

Ці шунтові шлейфи можна легко замінити прямокутними патч-антенами, щоб безпосередньо отримати частотну антену.

Однак використовувані друковані антени працюють у своєму паралельному резонансі, коли їх довжина дорівнює половині довжини хвилі, а їхні краї розімкнені. Отже, ВРФ має бути реалізовано з використанням шунтів із розімкнутим колом на половині довжини хвилі. У цьому випадку елементи паралельної еквівалентної схеми оцінюються шляхом вилучення підходу, подібного до [28],

$$\left. \begin{aligned} L_n &= \frac{\Delta Z_0}{\omega_o g_n} = \frac{2Z_{0,n}}{\pi \omega_o} \\ C_n &= \frac{g_n}{\omega_o \Delta Z_0} = \frac{\pi}{2\omega_o Z_{0,n}} \end{aligned} \right\} \leftrightarrow Z_{0,n} = \frac{\pi \Delta Z_0}{2g_n}. \quad (2.6)$$

2.4 Еквівалентна схема патч-антени

Для вдалої заміни напівхвильових незамкнутих шлейфів елементами патч-антени їх еквівалентні електричні схеми повинні бути ідентичними. Коли прямокутна патч-антена працює в межах смуги пропускання однієї з її резонансних мод (наприклад, на TM_{100}), відповідний паралельний резонансний контур є домінуючим, а його еквівалентна схема показана на рисунку 2.5 [11, 29]. Хоча для розрахунку параметрів паралельного резонансу R , L і C для кожної окремої моди існують вирази закритої форми [28]; їх також можна отримати з результатів вимірювань або моделювання. Оскільки метою є розробка широкосмугових антен довільної форми, ми оцінюємо ці параметри за результатами моделювання вхідного опору. Ми вирішили використовувати

цей метод, оскільки він більш точний і загальний, і ми використовуємо вирази для перевірки отриманих результатів. Прямокутну патч-антену розроблено відповідно до встановлених процедур шляхом моделювання в IE3D™, комерційному методі кодування моментів, який добре підходить для плоских структур. Таким чином, для кожної окремої точки живлення виходить вхідний опір. У свою чергу, його паралельну еквівалентну схему можна виділити так само, як і для відкритих напівхвильових заглушок.

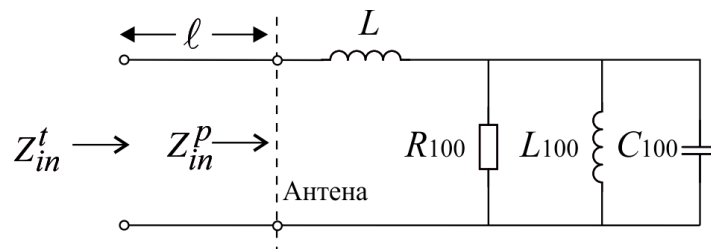


Рисунок 2.5 – Еквівалентна схема прямокутної патч-антени, що резонує в режимі TM_{100}

Дотримуючись відомої процедури проектування, ми змушуємо РРА резонувати на бажаній центральній частоті $\omega_0 = 2\pi f_0$. Опір R_p оцінюється при резонансі, тоді як індуктивність і ємність можна розрахувати за значенням імпедансу на частоті $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ в межах смуги резонансної моди, як показано в (2.2в):

$$R_p = Z_{in}(\omega = \omega_0) = \text{Re} = \{Z_{in}(\omega = \omega_0)\}. \quad (2.7a)$$

$$C_p = \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} \text{Im}(Y_{in}) \approx \frac{\text{Im}(Y_{in})}{2\Delta\omega}. \quad (2.7б)$$

$$L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p}. \quad (2.7в)$$

Індекс p означає «патч» і відповідає резонансній моді, яка тут є домінуючою модою TM_{100} . Крім того, реактивні параметри можна розрахувати, використовуючи ненавантажений коефіцієнт добротності Q_0 , який, у свою чергу, можна оцінити за від'ємним нахилом уявної частини імпедансу або за його фазою відповідно до [18] і посилань, наведених у ньому, як

$$Q_0 = R_p \omega_0 C_p = \frac{R_p}{\omega_0 L_p}. \quad (2.8a)$$

Коли

$$C_0 = \frac{Q_0}{R_p \omega_0}. \quad (2.8б)$$

і

$$L_p = \frac{R_p}{Q_0 \omega_0}. \quad (2.8в)$$

$$Z_{in}(\omega) = \left\{ \frac{1}{R_p} + j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p} \right\}^{-1}. \quad (2.8г)$$

$$Q_0 \approx -\frac{f_0}{2R_p} \operatorname{Im} \left\{ \frac{\partial Z_{in}(f)}{\partial f} \right\} \Big|_{f=f_0}. \quad (2.8д)$$

Загалом, для розрахунку похідної нахилу можна використовувати змодельований або вимірний $Z_{in}(\omega)$. Патч-антени проектується після вибору робочої частоти та матеріалу для діелектричної підкладки, що

характеризується її товщиною, діелектричною проникністю та тангенсом втрат [11]. Патч-антена може мати вставне або пробне живлення, і коли вона працює в своєму домінантному режимі TM_{100} , вона замінюється еквівалентною схемою, як показано на рисунку 2.5. Порівняння рисунка 5 із схемою кожного резонатора на рисунку 2.1в показує, що вони практично однакові. Різниця полягає в наявності шунтуючого резистора (стійкість до випромінювання), який виконує роль регулятора добротності антени, і послідовної індуктивності, яка представляє живильну лінію передачі або зонд, де енергія зберігається відповідно до режимів високого порядку. За умов узгодження імпеданс Z_{in}^t у геометричному місці буде обертатись на діаграмі Сміта, коли довжина живильної лінії змінюється, але його узгоджена точка робочої частоти буде збережена в центрі. Отже, довжину на рисунку 2.5 можна налаштувати для реалізації бажаних резонаторів. Точка живлення патч-антени, коли використовується вставка або коаксіальний зонд (рис. 2.5), вибирається для узгодження з лінією передачі як $\text{Re}(Z_{in}^p) = Z_0$. Комплексний вхідний опір антени як функція частоти $Z_{in}^p(\omega)$ тут оцінюється за допомогою електромагнітного моделювання.

Для заданої центральної робочої частоти ω_0 вхідний опір антени $Z_{in}^t(\omega)$, включаючи додаткову лінію, як на рис. 2.5, має бути ідентичним відповідному резонатору фільтра (L_p, C_p) підлягає виконанню. У свою чергу $Z_{in}^p(\omega)$ задається виразом (2.8д), з p -ої стадії (L_p, C_p) (рис. 2.2), і він може дорівнювати $Z_{in}^p(\omega)$, визначеному рівнянням (2.2в). Отже, довжина шнура живлення оцінюється таким виразом:

$$Z_{in}^t(\omega) = Z_0 \frac{Z_{in}^p(\omega) + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_{in}^p(\omega) \tan(\beta l)}. \quad (2.9)$$

Тут варто зазначити, що було докладено додаткових зусиль, щоб зберегти в якості центральної частоти значення 2 ГГц. Додавання довжини

живильної лінії еквівалентно додаванню послідовної індуктивності, що призводить до повороту імпедансу на діаграмі Сміта або зсуву смуги пропускання до вищих значень частоти. Це є причиною того, що розширення смуги пропускання FP, показане в прототипах наступного розділу, не зосереджено на початковій центральній частоті, а відбувається навколо вищої частоти.

Висновки

У другому розділі розглянуто різні відповідні методи визначення фізичних розмірів мікрохвильових резонаторних фільтрів. У поєднанні з методом синтезу матриці зв'язку спочатку показано, як отримати початкові розміри для фільтра та як досягти необхідне тонке налаштування за допомогою методів відображення простору. Метод Коші та концепція налаштування ЕМ-порту розглядається як альтернативний спосіб отримання точно налаштованих розмірів, необхідних для мікрохвильових фільтрів Чебишева, налаштованих рівномірно.

Представлено новий загальний метод проектування антени, який систематично використовує принцип «FP» смугових фільтрів для розширення смуги пропускання, зберігаючи мінімальні розміри. Метод застосований на трьох етапах: 1) окремі звичайні ділянки з декількома симетричними точками живлення для отримання компактних широкосмугових антен; 2) невеликий масив типу біжучої хвилі, призначений для широкосмугової роботи, а не для формування променя; 3) FP другого порядку як малочастотна антена з компактними елементами антени, що підвищує смугу пропускання до верхньої межі, що встановлена ефективністю випромінювання.

3 ПРОЕКТУВАННЯ КОНСТРУКЦІЇ АНТЕНИ

Хоча основною метою цієї роботи є розробка окремих компактних широкосмугових елементів, як варіант (1), описаний у вступі, для пояснення та зручності ми починаємо з масиву варіанту (2). Це пряме застосування підходу смугового фільтра, чітко розробленого в розділі 2.2 і проілюстрованого на рисунку 2.1д. Єдиною відмінністю від стандартного друкованого смугового фільтра є заміна короткозамкнених шлейфів четвертої довжини хвилі (типовий BPF) на незамкнуті шлейфи половинної довжини хвилі, які насправді є прямокутними антенами. Видно, що обидва вони поводяться як шунтові паралельні резонатори.

Що стосується підходу до проектування компактних елементів [варіант (1)], то він відповідає схемі на рисунку 2.1д. Тут використовується та сама патч-антена для реалізації кожного резонатора топології BPF через іншу точку живлення. Явна реалізація варіантів (1) та (2) наведена в наступних підрозділах.

3.1 Трьох і чотирьохелементний масив

Перший випадок реалізує варіант (2), зазначений у вступі, а саме проектування частотно-витягнутої решітки, подібної до антенної решітки, показаної на рисунку 2.1г. Як було пояснено, різниця фаз між сусідніми патчами становить 90° (рис. 2.1в), а розміри патчів розраховуються для обраної робочої частоти та матеріалу діелектричної підкладки. Вхідні імпеданси патчів повинні узгоджуватися з відповідним резонатором відповідного фільтра та взяті з рівняння (2.9). Регулюючи довжину шнура живлення, ці значення можна побачити в точці з'єднання кожного патча з шнуром живлення.

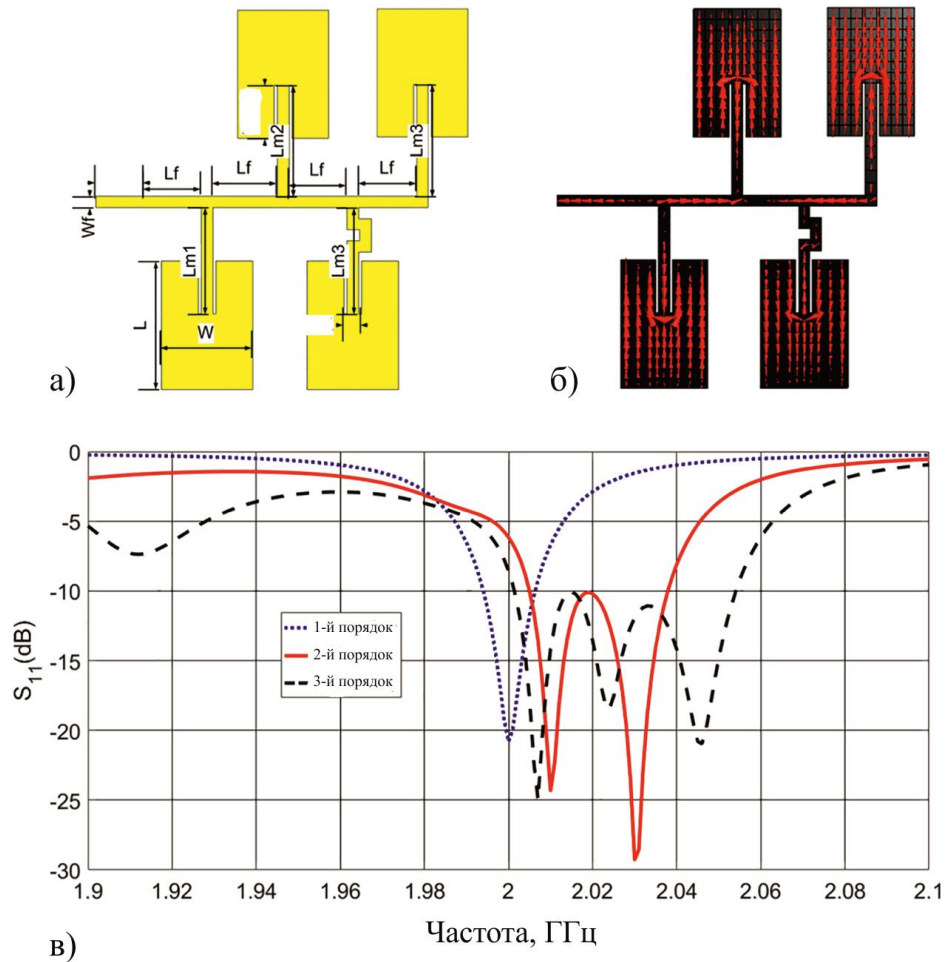


Рисунок 3.1 – а) Чотириелементна FR антена; б) Розподіл струму на центральній частоті; в) S_{11} одноелементної та трьох- та чотирьохелементної антенної решітки

Щоб продемонструвати розширення смуги пропускання, було розроблено дві антенні решітки з трьома та чотирма патчами, що відповідають BPF третього та четвертого порядку, відповідно, із центральною частотою 2 ГГц. Значення всіх необхідних параметрів наведені в таблиці 3.1. Антени показані (для економії простору лише одна з четвертого порядку) разом із їхніми параметрами S_{11} на рисунку 3.1, де для порівняння також додано випадок однієї патч-антени. Елементи розміщуються на різних сторонах

живильної лінії, щоб отримати односпрямований і паралельний розподіл струму (рис. 3.1б), що підвищує ефективність антени.

Таблиця 3.1 – Розміри параметрів 4-елементної решітки FP (рисунок 3.1), одноканальної решітки з чотирма фідерами (рисунок 3.3) і багатоканальної решітки антен (рисунок 3.9)

Розміри параметрів (мм)	Антенa (рис. 3.1)	Розміри параметрів (мм)	Антенa (рис. 3.3)	Розміри параметрів (мм)	Антенa (рис. 3.9a)	Антенa (рис. 3.9б)
L_f	20	L_g	46.48	L_g	128.79	183.04
W_f	3.56	W_g	46.48	W_g	60.98	67.98
L	41.25	L_p	30.99	d_1	39.80	39.80
W	28.2	x_f	3.87	d_2	19.26	29.26
L_{inset}	16.99	W_f	3.5	d_3	-	13.26
W_{inset}	5.5	L_1	30.79	L_1	44.25	44.25
L_{m1}	34.09	L_2	23.43	L_2	46.75	56.75
L_{m2}	35.68	L_3	8.93	L_3	-	40.75
L_{m3}	38.47	L_4	11.79	W_1	7	10.5
L_{m4}	36.09	L_5	11.25	W_2	3.5	11
		L_6	9.47	W_3	-	3.5
		L_7	11.25			
		L_8	20.11			

Елементи накладки вирівнюються паралельно, використовуючи лінії меандру, коли це необхідно. У запропонованому методі навантаження не потрібне, оскільки кожен елемент антени має власний резистор (що представляє випромінювану потужність) у своїй еквівалентній схемі, тому єдиною необхідною дією є налаштування значень еквівалентної схеми до тих,

що визначені теорією фільтра. Це реалізується через різну довжину лінії живлення кожного елемента (Lm_1 до Lm_4). Хоча останній елемент випромінює не так сильно, як інші елементи, він необхідний для загальної смугопрпускнуої поведінки. З таблиці 3.2, де наведено частоти смуги пропускання для кожної антени, можна розрахувати значення загальної та часткової смуги пропускання. Ці значення також наведено в тій самій таблиці, за якою можна оцінити збільшення пропускнуої здатності для випадків трьох- та чотирьохелементної антенної решітки. Очевидно, що пропускнуа здатність збільшується, і можна сказати, що вона збільшується втричі та вчетверо, відповідно, для двох випадків трьох- та чотирьох-елементних антен відносно одноелементної антени. Для порівняння була включена досягнута фракційна смуга пропускання типового восьмиелементного масиву [30], який, хоча працює на іншій центральній частоті, має приблизно однакову смугу пропускання у випадку трьохелементного масиву та меншу ширину смуги, ніж у випадку чотирьох елементів масив. Крім того, порівняння з чотириелементним фільтром (третій порядок ВРФ і навантаження антени) з [25], але слід зазначити, що в нашому випадку елементи антени мають менший розмір W і вищу діелектричну проникність ($\epsilon_r = 3,5$ замість 2,2), що призводить до елементів з меншою смугою пропускання.

Діаграма спрямованості антен із трьома та чотирма елементами показана на рисунку 3.2 для трьох частот, наведених у таблиці 3.2. Спостерігається, що зі збільшенням кількості елементів основна одиночна пелюстка починає розділятися на дві частини. По суті, очікуваний косий промінь або орієнтація на 30° спостерігається на рисунку 3.2 через різницю фаз -90° , спричинену інверторами імпедансу між послідовними елементами. Це робить запропонований ФР невідповідним для масивів із чітко бажаними діаграмами спрямованості.

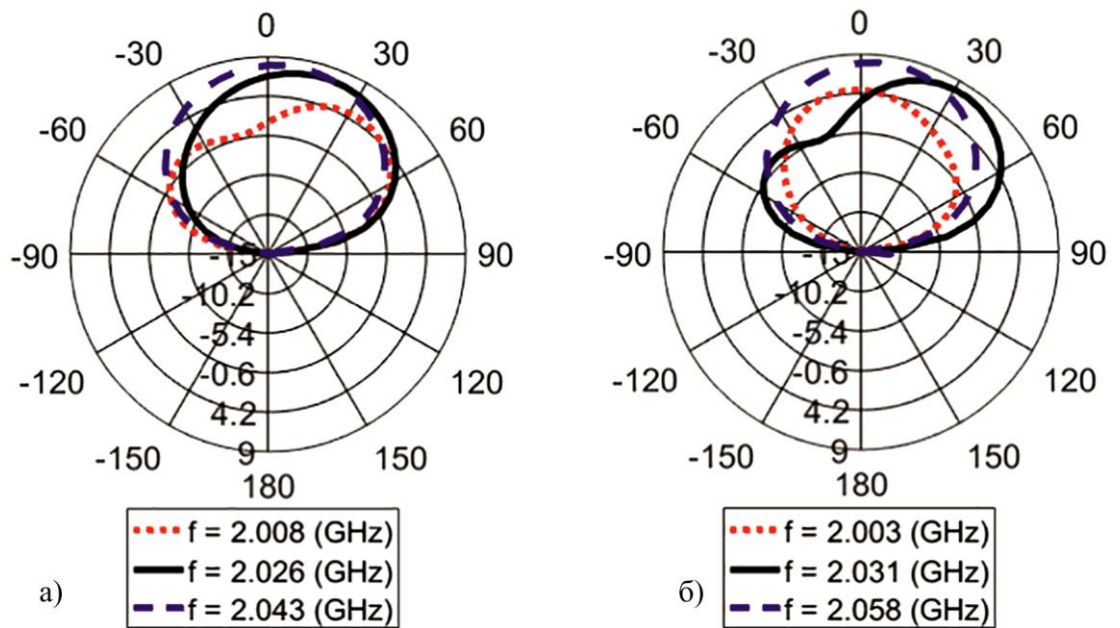


Рисунок 3.2 – Діаграми спрямованості трьох- та чотирьох-елементних антен для частот таблиці 3.2. Площина місця для трьох-елементних (а) та чотирьох-елементних (б) антен

Таблиця 3.2 – Частоти смуги пропускання для антен, рис. 3.1.

Кількість елементів	f_L (ГГц)	f_c (ГГц)	f_H (ГГц)	BW (МГц)	Дробовий BW (%)
1	1.995	2.002	2.009	14.02	0.70
3	2.008	2.026	2.043	34.87	1.72
4	2.003	2.031	2.058	54.49	2.68
8[30]	27.9	28.15	28.4	500	1.776
4[25]	4.925	5.0	5.075	150	3.0

Однак у наступному розділі доведено, що ФР найкраще підходить для розширення смуги пропускання окремих елементів, які мають кілька симетричних точок живлення. Вони, у свою чергу, можуть бути використані в рамках класичної конструкції масиву без будь-яких обмежень і дають діаграму

спрямованості, вільну від кута променів. Ця особливість чітко доведена в проєкті ширококутового масиву в розділі 3.3.

3.2 Компактна одноелементна антена

Друга конструкція розробляє варіант (1), зазначений у вступі, а саме єдиний компактний елемент із кількома симетричними точками живлення. Різні резонатори, необхідні для FP, можуть бути запропоновані одним фізичним випромінюючим елементом (наприклад, рис. 3.3а), якщо він демонструє кілька симетричних точок живлення. Окремий резонатор проглядається на кожному відповідному вхідному порту, але всі вони резонують на одній частоті (збуджуючи той самий режим). Вони демонструють ідентичні резонансні схеми (Z_p на рис. 2.5), окрім лінії передачі, яка використовується на рис. 2.5 для узгодження кожного резонатора з відповідним елементом ВРФ.

Наші перші спроби застосувати FP до прямокутної та надфігурної антен з двома симетричними точками живлення представлені в [14–16]. З метою підтримки мінімальних розмірів антени можна використовувати другу діелектричну підкладку, що має одну і ту саму площину заземлення з першою. Накладка буде розташована на верхньому шарі, а мережа живлення буде надрукована на нижньому. Подача досягається за допомогою металізованих отворів шляхом з'єднання кожної точки подачі з мережею подачі. Для реалізації антена та живильна мережа будуть надруковані на окремих підкладках. Потім вони будуть розміщені спиною до спини, а їхні площини заземлення будуть склеєні або спаяні разом.

Різноманітні форми патч-антен мають симетричні точки живлення, і FP можна застосувати до будь-якої з них. Серед них випромінювачі канонічної форми – рівносторонній трикутник, квадрат і канонічний N -кутник –

п'ятикутник, шестикутник, семикутник тощо представляють особливий інтерес завдяки їх високому ступеню симетрії. Хоча ми плануємо вивчити більшість із них, тут ми зосереджуємося на квадратно-чотирикутній формі для зручності.

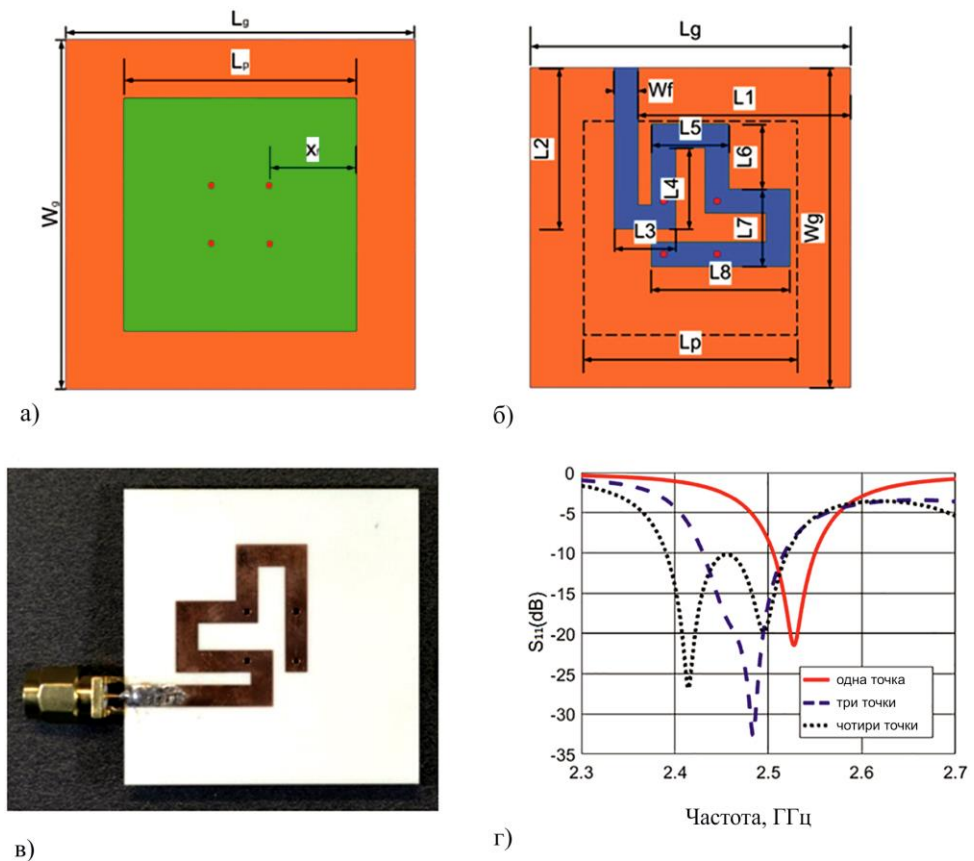


Рисунок 3.3 – Квадратна патч-антена з чотирма симетричними точками живлення: а) вид зверху, б) мережа живлення для антени з фільтром четвертого порядку з розмірами, наведеними в таблиці 3.1, в) виготовлений прототип і г) коефіцієнт відбиття множинної точки живлення антени (фільтр першого, третього та четвертого порядку)

Щоб перевірити технологію FP для більшого розширення пропускну здатності, замість прямокутної вибирається квадратна ділянка, яка має чотири симетричні точки живлення. Використовуючи дві, три або чотири з них,

можна виготовити антени, еквівалентні відповідно фільтру другого, третього або четвертого порядку. Довжина лінії живлення вибирається так, щоб отримати відповідну еквівалентну схему та створити різницю фаз -90° , необхідну для інверторів опору. Важливо зазначити, що метод FP можна використовувати з випромінювачами різної форми, такими як суперформи, що призводить до значно ширшої смуги пропускання [15].

Квадратна патч-антена з чотирма симетричними точками живлення, розроблена як BPF четвертого порядку, показана на рис. 3.3. Значення параметрів її конструкції наведено в таблиці 3.1, а кінцеві частоти смуги пропускання, загальна та часткова смуги пропускання наведені в таблиці 3.3. На рисунку 3.3г показано коефіцієнт відбиття, де для порівняння додано випадки BPF першого-третього порядку. Ідеальне налаштування L і C кожного резонансу призвело б до правильної кількості резонансів (він же чотири), але це важко, оскільки всі елементи живляться однією лінією. Ось чому ми зосереджуємося на розширенні смуги пропускання як на частковій смузі пропускання, а не на кількості резонансів.

Таблиця 3.3 – Частоти смуги пропускання для квадратної патч-антени з кількома фідерами (рис. 3.3)

Кількість елементів	f_L (ГГц)	f_C (ГГц)	f_H (ГГц)	BW (МГц)	Дробовий BW (%)
1	2.552	2.568	2.583	31	1.2
3	2.43	2.474	2.517	87	3.52
4	2.39	2.455	2.52	130	5.3

Для кращого розуміння на рисунку 3.4 показано параметричний аналіз для деяких ключових розмірів антени на рисунку 3.3. Метою аналізу є вивчення того, як зміна резонансів впливає на узгодження імпедансу та, у свою

чергу, на смугу пропускання. Оскільки це контролюється інверторами пропускної здатності між послідовними резонаторами, відповідні електричні довжини збурюються вище та нижче -90° .

Збільшення або зменшення розмірів L_6 або L_8 явно впливає на різницю фаз між послідовними точками живлення. Зокрема, додавання 1 мм до довжини лінії між двома точками живлення збільшує різницю фаз майже на 10° ($10,9^\circ$), а зменшення тієї самої довжини на 1 мм також зменшує різницю фаз майже на 10° . Довжина між точками живлення 3 і 4 не досліджувалася, тому що було досягнуто оптимальної відповіді, щоб вона була мінімальною (пряма лінія без поворотів), і як так її неможливо зменшити далі. Проте теоретично можна дотримуватися того самого принципу, що й для двох інших довжин. Отриманий коефіцієнт відбиття (S_{11}), зображений на рисунку 3.7, показує, що зміна різниці фаз на L_6 і L_8 викликає зрушення в резонансах. Як і очікувалося, розтягування послідовних резонансів занадто далеко один від одного ($L_6 + 1$ мм, $\Delta\varphi = -100^\circ$, перший резонансний зсув до 2,38 ГГц з 2,415 ГГц) викликає збільшення S_{11} вище межі -10 дБ. Оптимальна смуга пропускання досягається тоді, коли досягається ідеальний фазовий зсув на -90° , як і передбачено теоретично.

Діаграми спрямованості для частот, наведених у таблиці 3.3, представлені на рисунку 3.7. Спостерігається, що одна і та ж діаграма спрямованості зберігається по всій робочій смузі пропускання, тоді як деформація головної пелюстки, яка сталася для антенної решітки того ж порядку, що і рис. 3.2 тут не зустрічається. Як пояснювалося раніше, причиною розщеплення головних пелюсток і кута променя є різниця фаз між елементами -90° через інвертори імпедансу між послідовними елементами. Однак у компактній квадратній ділянці дві моди (TM_{100} і TM_{010}) одночасно збуджуються відповідними парами точок живлення в квадратній ділянці на рисунку 3.3, і різниця фаз -90° просто призводить до діаграми спрямованості з круговою поляризацією. Очевидно, що для прямокутного патча, що працює

на одній (наприклад, домінуючій) частоті моди, протягування через дві симетричні точки живлення зберігає лінійну поляризацію [13].

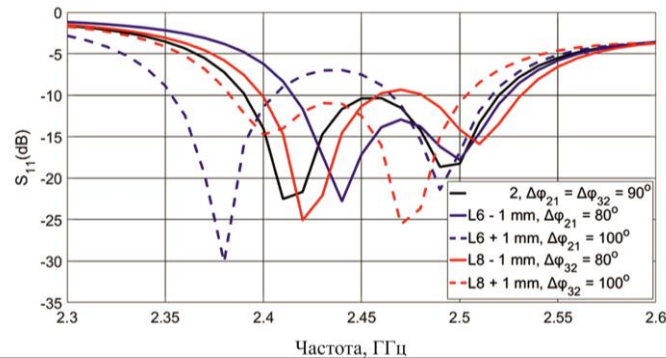


Рисунок 3.4 – Квадратна патч-антена з чотирма симетричними точками живлення: коефіцієнт відбиття параметричного аналізу антени з чотирма точками живлення (індекси $\Delta\varphi$ представляють точки живлення, починаючи з найближчої до порту живлення)

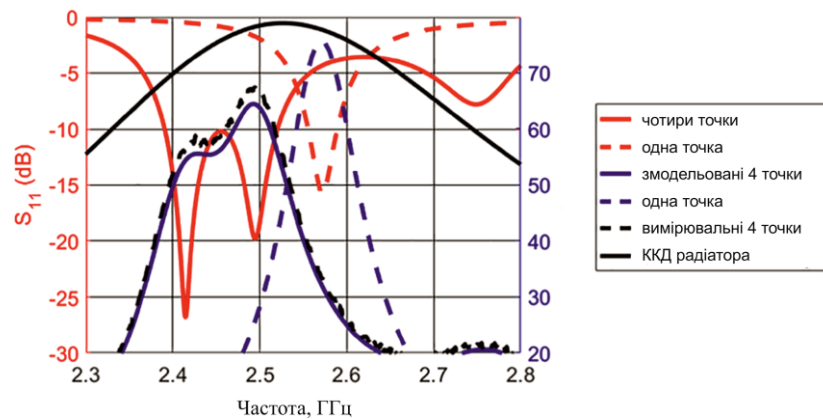


Рисунок 3.5 – Квадратна патч-антена з чотирма симетричними точками живлення: ефективність

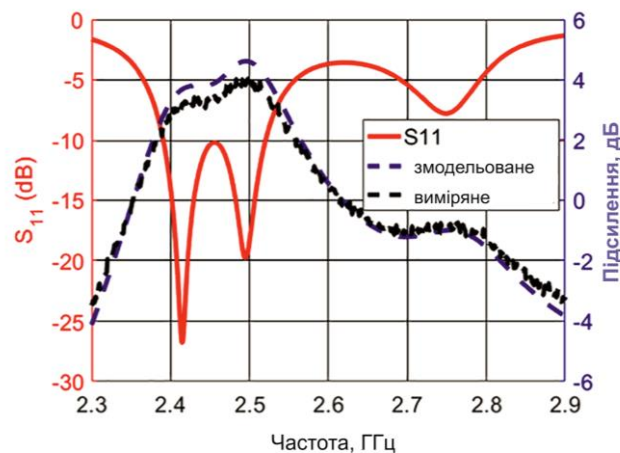


Рисунок 3.6 – Квадратна патч-антена з чотирма симетричними точками живлення: підсилення для антени з фільтром четвертого порядку

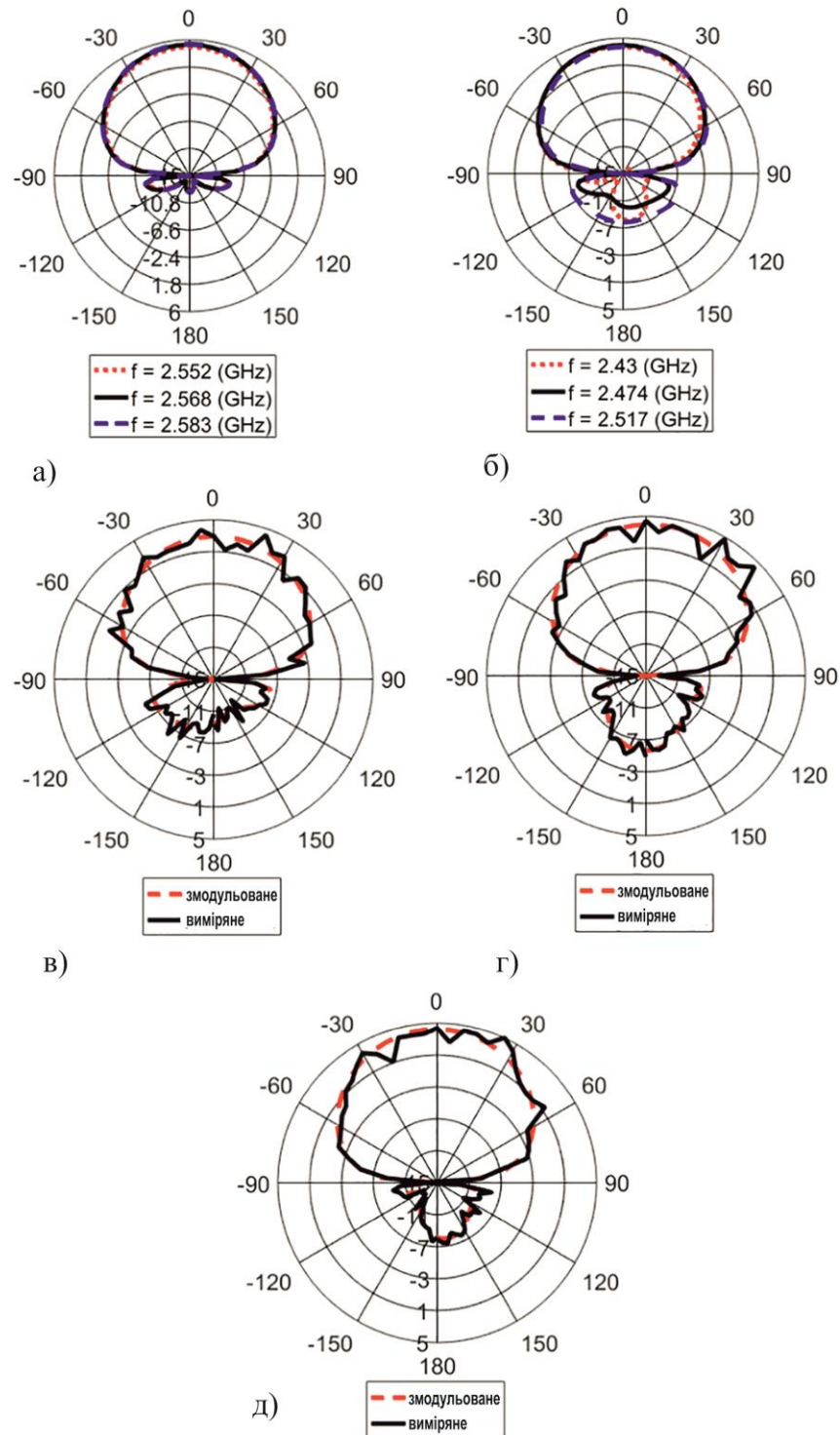


Рисунок 3.7 – Діаграми спрямованості квадратної патч-антени з кількома фідерами для частот, що наведені в таблиці 3.2. Площина місця для а) одиночного живлення, б) третього порядку, змодельованого та виміряного, в) фільтра четвертого порядку на частоті 2,39 ГГц, г) фільтр четвертого порядку на частоті 2,455 ГГц і д) фільтр четвертого порядку на 2,52 ГГц антени

На рисунку 3.7 задній пелюсток є результатом живильної мережі на задній стороні антени (друга підкладка), яка в найгіршому сценарії (рисунок 3.7) нижче -10 дБ порівняно з максимумом головної пелюстки. Покращена діаграма спрямованості та той факт, що ця антена має більш ніж удвічі більшу смугу пропускання, ніж попередня багатоелементна, доводить, що цей випадок є кращою конструкцією. На рисунку 3.8 представлено порівняння результатів моделювання та вимірювань виготовленого прототипу.

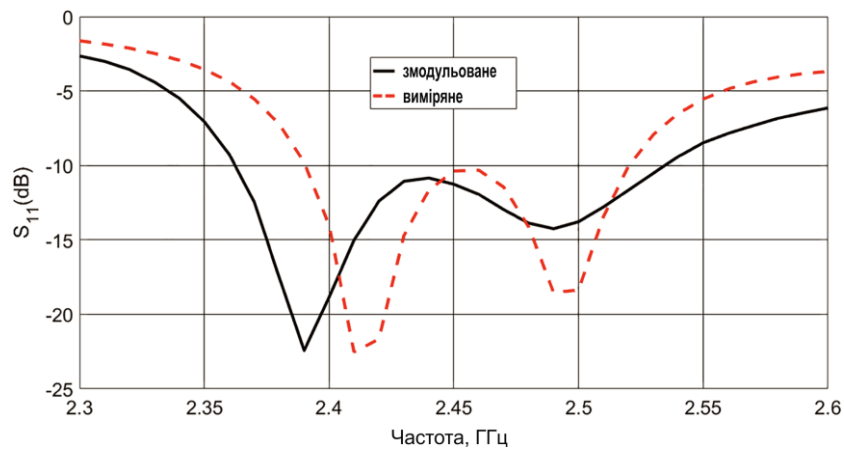


Рисунок 3.8 – Результати моделювання та вимірювань для квадратної патч-антени з чотирма симетричними точками живлення

3.3 Три компактні широкопasmові елементи масиву FP

У даному розділі пропонується підтягнути частоту відповідно до третього (3) варіанту, як зазначено у вступі. Для цієї мети підхід FP використовується двічі або на двох рівнях: антенна решітка FP розроблена з використанням відповідних ліній імпедансу, але з елементами патч-антени замінено компактними квадратними елементами з кількома живленнями (розділ 3.2), еквівалентними фільтрам четвертого порядку.

Мульти-подача зсуває частоту вниз, тоді як використання кількох елементів спричиняє зміщення вгору. У результаті створюється розширена смуга пропускання. Отриманий масив проілюстровано на рисунку 3.12 (а, для двох елементів і б, для трьох елементів), а значення параметрів його проектування наведено в таблиці 3.1, а відповідний коефіцієнт відбиття порівняно з попередніми етапами проектування представлено на рисунку 3.13. Порівнюючи рисунки 3.1 і 3.12, підхід до проектування фактично однаковий.

В обох випадках ми маємо масив, що складається з 4 і 3 елементів відповідно. Єдина відмінність полягає в тому, що на рисунку 3.1 використовуються елементи планарної антени з однією підкладкою і, як такі, з вузькою смугою пропускання, тоді як на рисунку 3.12 як елемент ми використовуємо антену на рисунку 3.3, яка пропонує більшу пропускну здатність. Таким чином, це лише питання відповідності для вузьких і більш широких елементів смуги. Це є причиною різних розмірів ліній (d_1, d_2, d_3, W_1, W_2 і W_3), що призводить до незвичайної форми масиву між елементами, щоб досягти належної відповідності (L і C для кожного елемента). Очікується, що використання трьох компактних антенних решіток з декількома фідерами збільшить смугу частот приблизно в три рази порівняно з таблицею 3.3. Це дає загальне збільшення смуги частот приблизно в 12 разів порівняно зі звичайною квадратною антеною, що живиться в одній точці. Нарешті, порівняння важливих частот і ефективності (максимальних значень) виконується, як зображено в таблиці 3.4 для двох і трьох компактних масивів елементів. Очікування початкового збільшення пропускну здатності досягнуто. Діаграма спрямованості масиву представлена на рисунку 3.11, а порівняння вимірювань виготовленого прототипу та результатів моделювання показано на рисунку 3.12.

Таблиця 3.4 – Частоти смуги пропускання та ефективність для одноканальних, квадратних антен із чотирма фідерами та багатоканальних антен

	Одноразова подача патч	Квадратна 4-точкова накладка подачі (рис. 3.3)	двоелементна антенна решітка (рис. 3.9а)	триелементна антенна решітка (рис. 3.9б)
f_L (ГГц)	2.552	2.39	2.349	2.44
f_c (ГГц)	2.568	2.455	2.481	2.658
f_H (ГГц)	2.583	2.52	2.612	2.876
Пікова ефективність антени (%)	73.1	64.36	62.1	59.9
BW (МГц)	31	130	263	436
BW (%)	1.2	5.3	10.6	16.4

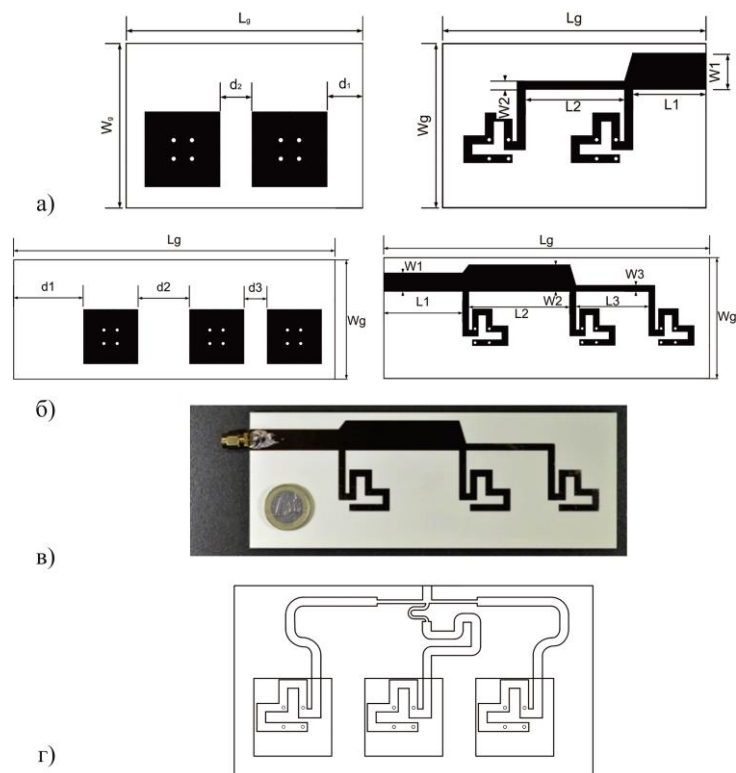


Рисунок 3.9 – Багатофідерна широкосмугова антена біжучої хвилі. а) Вид зверху та знизу (мережа живлення) для масиву з двох елементів, б) Вид зверху та знизу (мережа живлення) для масиву з трьох елементів, в) виготовлений прототип для вимірювань та г) масив із фазовим мультиподаванням компактних елементів

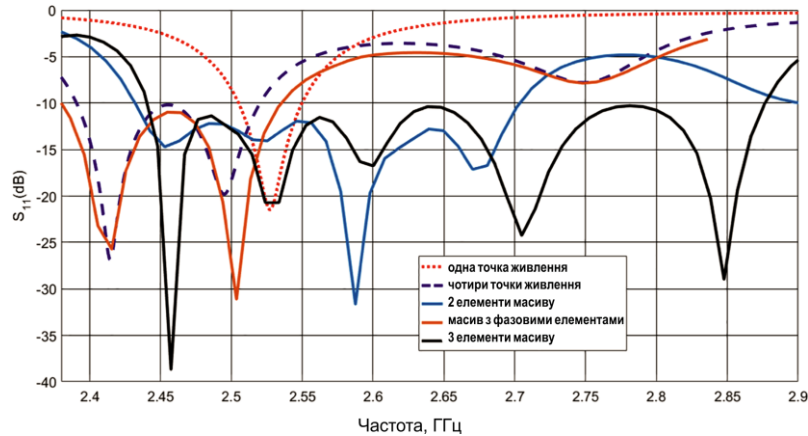


Рисунок 3.10 – Коефіцієнти відбиття для антен на рисунках 3.1, 3.3 і 3.9

3.4 Класичний масив з трьох компактних елементів

Кут або орієнтація променя в бік 30° , що виникла в двох масивах на рисунках 3.2 і 3.11а, б, пояснюється різницею фаз у -90° між елементами, вставленими відповідними інверторами імпедансу. Щоб підтвердити це міркування, а також продемонструвати, що компактні елементи з багатоточковим живленням (наприклад, рисунок 3.3 і розділ 3.2) можна використовувати в рамках класичної конструкції масиву, який детально описано на рисунку 3.9г. Основна відмінність від двох інших масивів полягає в тому, що не робиться жодних спроб застосувати ФР другого порядку, і для простоти живильна мережа розроблена таким чином, щоб забезпечити рівні фази для трьох елементів на рисунку 3.9г.

Дійсно, на рисунку 3.9г спостерігається широка діаграма спрямованості без будь-якого кута променю. Однак, як і очікувалося, смуга пропускання опору цього масиву зберігається майже ідентичною (злегка розширена) до ширини смуги пропускання використаного компактного елемента з 4-точковим живленням, як показано на рисунку 3.10. Таким чином, при націлюванні на масиви, зусилля щодо розширення смуги пропускання повинні бути спрямовані лише у бік багатоточкових елементів із частотою живлення.

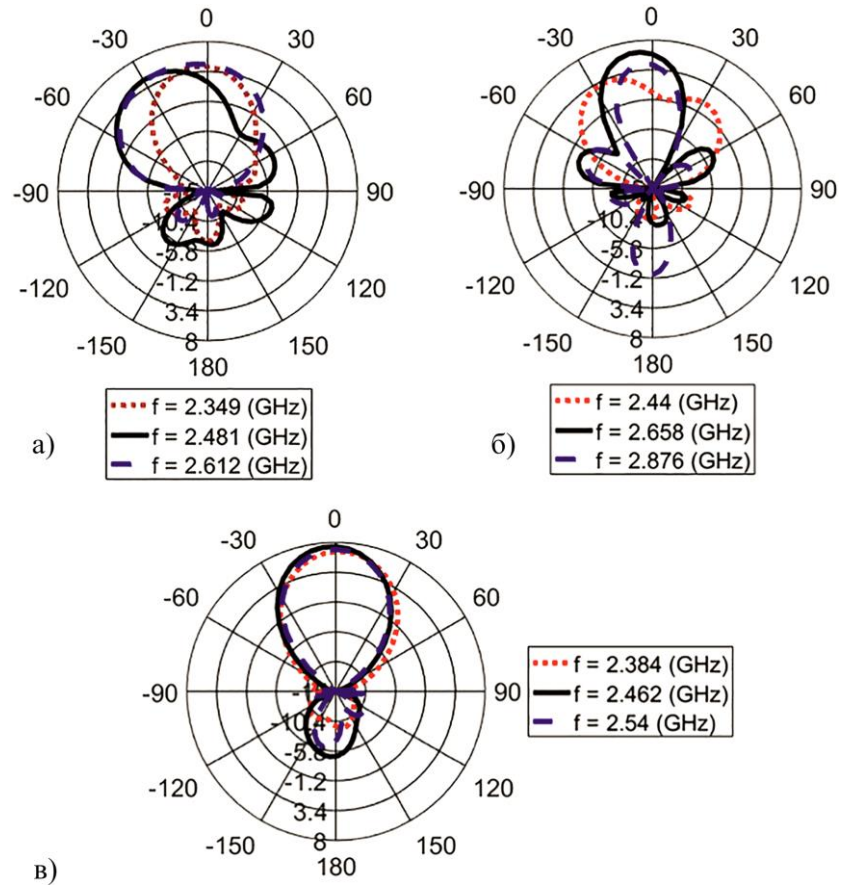


Рисунок 3.11 – Діаграми спрямованості випромінювання для частот таблиці 3.4 антенної решітки з кількома фідерами, що складаються з а) двох елементів, б) трьох елементів і в) решітки з компактними елементами з кількома фідерами в фазі

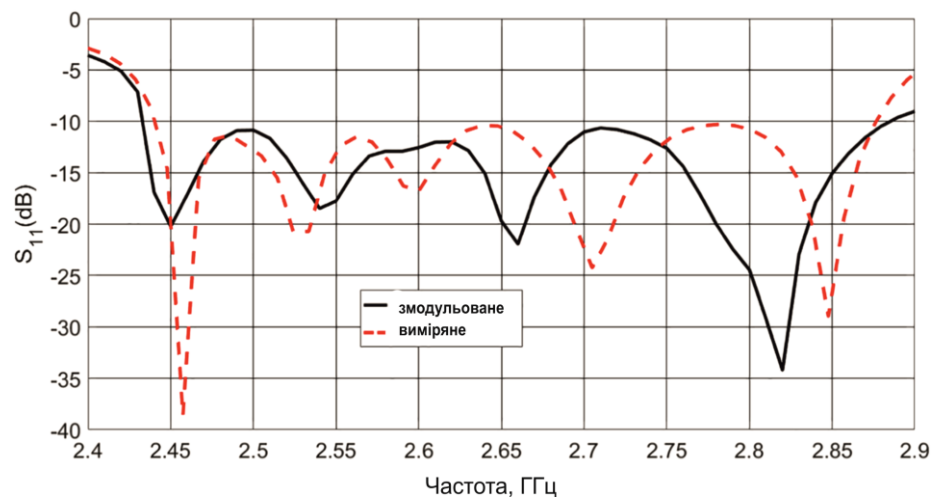


Рисунок 3.12 – Результати моделювання та вимірювань для багатоканальної антенної решітки

3.5 Ефективність і приріст

Усі розроблені структури порівнюються на рисунку 3.13 з точки зору ефективності та підсилення. Що стосується ефективності антени, то на рисунку 3.13а спостерігається певний тип «обмеження підсилення Фано» з підсиленням на ефективність випромінювання ідеального елемента. Явно, ефективність антени з єдиною точкою живлення вища (73%), наближаючись до значення ефективності випромінювання (78%), але з найвужчою смугою пропускання. Оскільки смуга пропускання збільшується на FR, максимальна ефективність антени залишається нижчою, ніж ефективність випромінювання на будь-якій частоті в робочому діапазоні. З цієї причини три елементи у фазовій решітці мають ефективність антени на 62%, близьку до ефективності її одного елемента з квадрофазою, тоді як максимальне значення для триелементної FR-решітки падає приблизно до 60%.

Що стосується підсилення на рисунку 3.13б, то воно відносно відповідає ефективності антени з деякими змінами, спричиненими додатковими втратами, внесеними живильною мережею. Як і очікувалося, масиви мають вищий коефіцієнт підсилення через підвищену спрямованість. Класична конструкція масиву з трьох компактних елементів демонструє найвищий приріст і підтверджує очікування щодо використання цих елементів у стандартній конструкції масиву.

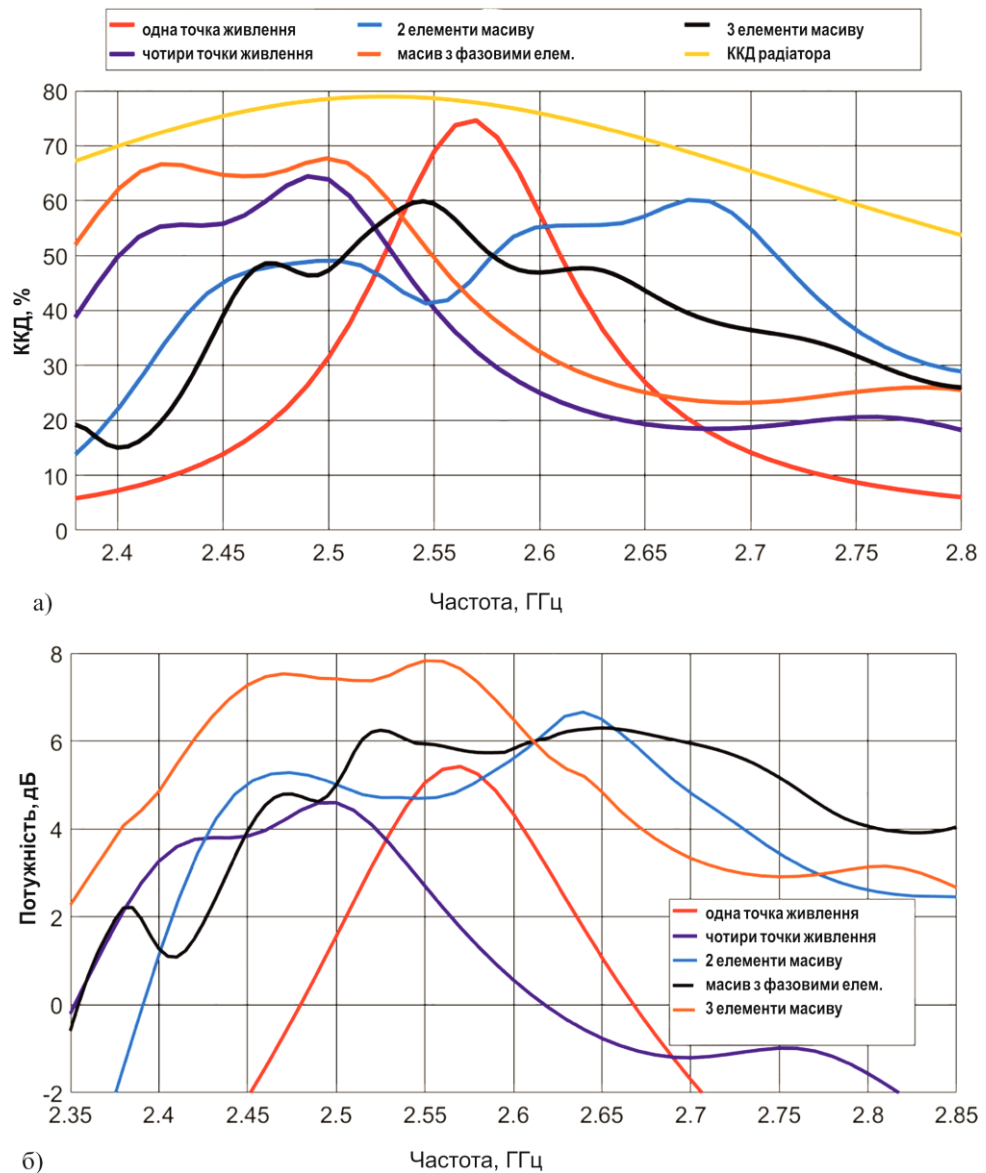


Рисунок 3.13 – Порівняння характеристик випромінювання антен на рисунку 3.10. а) Залежність ефективності від частоти. б) Залежність коефіцієнта підсилення від частоти

3.6 Обговорення та порівняння

Характеристики запропонованої однокомпактної елементної антени та запропонованих решіток порівняні з відповідними в літературі в таблицях 3.5 та 3.6. Що стосується одного елемента (табл. 3.5), запропонована антена є більш компактною (малі розміри) та має вищий коефіцієнт

підсилення. Крім того, конкурентоспроможні антени [22, 24, 26] по суті мають той самий принцип, що й FP, щоб збільшити смугу пропускання імпедансу.

Зокрема, вони розміщують смуговий фільтр на вхідному порту антени, який спрямований на компенсацію реактивної частини вхідного опору антени. Замість цього запропонована методика формулює патч-антену як смуговий фільтр, використовуючи кожен з її симетричних точок живлення як резонатор. Ця робота фактично дотримується методів широкосмугового використання імпедансу, запропонованих Фано [31] і останнього уточнених Юлою в [32], який саме запропонував запровадити фільтр у вхідному порту антени для досягнення широкої смуги. Виходячи з цього, запропонований метод робить крок вперед, реалізуючи фільтр Фано і Юли, використовуючи самі симетричні порти живлення патч-антени. Посилаючись на випадки [22, 23, 26], позначені зірочкою в таблиці 3.5, це, по суті, монопольні антени з двонаправленою діаграмою спрямованості, яка відбивається з меншим коефіцієнтом підсилення приблизно 2 дБі.

Обговорення масиву з трьох компактних елементів (рисунок 11с) дійсно пропонує найбільшу пропускну здатність порівняно з відповідною літературою. Однак щодо досягнутого підсилення це нижче, оскільки не було жодних зусиль для формування променя, яким було пожертвовано для збільшення смуги пропускання. Як пояснювалося раніше, застосування FP на другому рівні (рівні масиву) справді компрометує діаграму спрямованості, що спричиняє кут променя. Таким чином, від другого рівня FP відмовляються, а результуючі широкосмугові компактні елементи (рис. 3.3) орієнтовно використовуються в класичній решітці (рис. 3.9_г), також зображеній у таблиці 3.6. Дійсно, це забезпечує очікуваний приріст 7,82 дБі для триелементної решітці, але його пропускну здатність зберігається на тому ж рівні (на 1% вище), що й у окремого елемента.

Таблиця 3.5 – Порівняння запропонованої компактної одноелементної антени з відповідними даними в літературі (PG означає пікове підсилення)

Посилання	Розмір	f_c (ГГц)	BW (%)	PG (dBi)
[22]a	$0.41\lambda_0 \times 0.6\lambda_0 \times 0.01\lambda_0$	2.45	14	2.53
[23]a	$0.79\lambda_0 \times 0.59\lambda_0 \times 0.025\lambda_0$	2.4	8.3	2.3
[24]	$0.87\lambda_0 \times 0.58\lambda_0 \times 0.046\lambda_0$	4.16	4.7	4.3
[26]a	$1.25\lambda_0 \times 1.25\lambda_0 \times 0.013\lambda_0$	2.45	8	4.6
Запропонована антена на рисунку 3.3в	$0.47\lambda_0 \times 0.47\lambda_0 \times 0.025\lambda_0$	2.455	5.34	4.7

Таблиця 3.6 – Порівняння запропонованої антенної решітки з літературними джерелами (NE, кількість елементів і PG, пікове підсилення)

Посилання	Розмір	f_c (ГГц)	BW (%)	NE	PG (dBi)
[18]	$1.2\lambda_0 \times 0.49\lambda_0$	2.485	14.9	4	4.73
[19]	$0.93\lambda_0 \times 0.63\lambda_0$	2	3.64	3	20.32
[30]	$5.19\lambda_0 \times 0.48\lambda_0$	28.15	1.776	8	24.4
[25]	$1.23\lambda_0 \times 1.29\lambda_0$	5	3	4	9.6
Запропонований масив на рисунку 3.9в	$3.05\lambda_0 \times 1.28\lambda_0$	2.658	16.4	3	6.23
Запропонований масив на рисунку 3.9г	$2.11\lambda_0 \times 1.21\lambda_0$	2.513	6.3	3	7.82

Висновки

У третьому розділі представлено дослідження, яке організоване наступним чином: описано FP смугових фільтрів і те, як звичайні шлейфові резонатори можна замінити патч-антенами. Представлено випадки проектування з використанням технології FP. Розроблені та продемонстровані випадки: TWA – масив біжучої хвилі (випадок 2), простий багатоканальний патч (випадок 1) і багатоканальна антенна решітка (випадок 3), а також масив із трьох компактних елементів без FP другого порядку.

Отже, було представлено метод FP для проектування компактних патч-антен із розширеною смугою пропускання та показано характерні випадки конструкції. Підхід одного патча з кількома каналами дає змогу збільшити пропускну здатність, але з розміром одного патча. Вибір більшої кількості точок живлення з використанням різних форм патчів може додатково збільшити пропускну здатність.

ВИСНОВКИ

Запропоновано новий метод проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента. Даний метод називається затягуванням частоти (FP), оскільки він імітує «методологію проектування внесених втрат смугових фільтрів». По суті, це підхід до широкосмугового узгодження, що підвищує ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання.

Існує три варіанти досягнення цієї мети: (1) спочатку збільшити пропускну здатність одного елемента (компактний елемент), використовуючи його, можливо, кілька симетричних точок живлення як окремі резонаторні порти,

(2) решітка з частотою, щоб створити невелику антенну решітку (менше ніж близько 10 елементів), де кожен елемент діє як резонатор, і (3) частотно-втягувана решітка другого порядку для створення невеликої решітки з використанням компактних елементів категорії (1).

Подібно до конструкції смугового фільтра, усі антени або контури окремих портів резонують на одній резонансній частоті, коли вони ізольовані, каскадуючи дві або більше з них; FP поступається багатьом послідовним резонансам, що перекриваються, у їхній загальній реакції. Хоча запропонований метод є загальним для першої спроби, він застосований на простих елементах патч-антени, які мають кілька симетричних точок живлення, а саме дві – для прямокутної, чотири – для квадратної та п'ять – для п'ятикутної. Третій варіант застосовується до масиву з трьох компактних квадратних елементів із 4 точками живлення, що пропонує потрібну смугу пропускання по відношенню до вже широкосмугового одного елемента. Однак це досягається за рахунок значного викривлення променя. Таким чином, загалом, ці широкосмугові компактні елементи повинні використовуватися в

класичній конструкції масиву. Подальше розширення смуги пропускання за допомогою FP для елементів антени з властивими множинними резонансами, як патчі зі слотами або усіченими краями, є нашим наступним завданням. Очікується, що притаманна їм більш широка смуга пропускання в ефективності випромінювання забезпечить кілька вищих смуг пропускання при використанні нашого методу FP.

Отже, було представлено метод FP для проектування компактних патч-антен із розширеною смугою пропускання та показано характерні випадки конструкції. Підхід одного патча з кількома каналами дає змогу збільшити пропускну здатність, але з розміром одного патча. Вибір більшої кількості точок живлення з використанням різних форм патчів може додатково збільшити пропускну здатність. Комбінація антени біжучої хвилі з багатоканальними випромінювачами справді дає значне розширення смуги пропускання, але за рахунок кута променя через різницю фаз у -90° , спричинену інверторами імпедансу. Першочергово важливо, що отримані широкосмугові компактні елементи можна використовувати в стандартній конструкції масиву, але лише з притаманною їм круговою поляризацією. Для лінійної поляризації можна використовувати компактні елементи як прямокутні ділянки з двома симетричними точками живлення, оскільки поляризація зберігається через FP. Детальний аналіз цих обмежень і використання окремих елементів із властивими множинними резонансами (урізані кути або щілини) буде предметом майбутньої роботи.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Volakis, J., Chen, C., Fujimoto, K.: *Small Antennas: Miniaturization Techniques and Applications*, ISBN-13: 978-0071625531. McGraw-Hill, New York
2. Tawk, Y., et al.: *Antenna Design for Cognitive Radio*. ISBN-13: 978-1608079537. ArtechHouse, Norwood (2016)
3. Cheng, J.-C., Dib, N.I., Katehi, L.P.B.: Theoretical modeling of cavitybacked patch antennas using a hybrid technique. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 43(9), 1003–1013 (1995).
4. Huynh, T., Lee, K.-F.: Single-layer single-patch wideband microstrip antenna. *Electron. Lett.* 31(16), 1310–1312 (1995). <https://doi.org/10.1049/el:19950950>
5. Sanad, M.: Double C-patch antennas having different aperture shapes. In: *IEEE APS International Symposium, Newport Beach, CA, USA*, pp. 2116–2119
6. Xiao, S., et al.: Bandwidth enhancing ultralow-profile compact patch antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 53(11), 3443–3447 (2005).
7. Chen, Y., Yang, S., Nie, Z.: Bandwidth enhancement method for low profile e-shaped microstrip patch antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 58(7), 2442–2447 (2010).
8. Chair, R., Lee, K., Luk, K.: Bandwidth and cross-polarization characteristics of quarter-wave shorted patch antennas. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 22(2), 101–103 (1999)
9. Waterhouse, R.: Microstrip patch antennas. In: Godara, L. (ed.) *Handbook of Antennas in Wireless Communications*, ISBN-13: 978-0849301247. CRC Press, London (2001)
10. Kala, P., Pant, R.: L-probe fed planar-rectangular microstrip patch antenna mounted on a cylindrical ground surface. *Int. J. Microw. Opt. Tech.* 5(2), 58–65 (2010)
11. Balanis, C.: *Microstrip and mobile communications antennas. Antenna Theory Analysis and Design*, 3rd ed., pp. 811–882. Wiley, London (2005)

12. James, J., Hall, P.: Handbook of Microstrip Antennas, 2nd ed., pp. 415–469. IET, London (1989)
13. Koutinos, A., et al.: A two-element patch antenna exploiting path inequality for bandwidth augmentation. In: 9th European Conference on Antennas and Propagation, Portugal, Lisbon pp. 1–5 (2015).
14. Koutinos, A., et al.: A wideband matching technique for polarization versatile applications. In: Progress in Electromagnetics Research Symposium, Prague, Czech Republic, pp. 2081–2086 (2015)
15. Koutinos, A., et al.: Bandwidth enhancement of a supershape patch antenna using multiple feeding technique. In: International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures and Applications, Athens, Greece, pp. 211–214 (2017). <https://doi.org/10.1109/IWAT.2017.7915360>
16. Koutinos, A., et al.: Novel quadruple-fed rectangular patch antenna with improved bandwidth performance. In: IEEE 11th Loughborough Antennas & Propagation Conference, pp. 1–5 (2015)
17. Roh, W., et al.: Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results. *IEEE Commun. Mag.* 52(2), 106–113 (2014). <https://doi.org/10.1109/mcom.2014.6736750>
18. Ludlow, P., et al.: Applying band-pass filter techniques to the design of small-aperture evanescent-mode waveguide antennas. *IEEE Trans.* 2012.2220314
19. Mahmud, R.H., Lancaster, M.J.: High-gain and wide-bandwidth filtering planar antenna array-based solely on resonators. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 65(5), 2367–2375 (2017).
20. Yusuf, Y., Gong, X.: Compact low-loss integration of high D filters with highly efficient antennas. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 59(4), 857–865 (2011).
21. Chen, F., et al.: X-band waveguide filtering antenna array with nonuniform feed structure. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 65(12), 4843–4850 (2017).

22. Wu, W., et al.: A new compact filter-antenna for modern wireless communication systems. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 10, 1131–1134 (2011). <https://doi.org/10.1109/lawp.2011.2171469>
23. Chen, X.-W., et al.: A compact filtering antenna with flat gain response within the passband. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 12, 857–860 (2013).
24. Zuo, J., et al.: An integrated approach to RF antenna-filter co-design. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 8, 141–144 (2009).
- Lin, C.-K., Chung, S.J.: A filtering microstrip antenna array. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 59(11), 2856–2863 (2011).
26. Ohira, M., Ma, Z.: An efficient design method of microstrip filtering antenna suitable for circuit synthesis theory of microwave bandpass filters. In: *International Symposium on Antennas and Propagation, Hobart, TAS, Australia*, pp. 1–4 (2015).
27. Doane, J.P., Sertel, K., Volakis, J.L.: A wideband, wide scanning tightly coupled dipole array with integrated balun (TCDA-IB). *IEEE Trans. Antennas Propag.* 61(9), 4538–4548 (2013).
28. Pozar, D.: *Microwave Engineering*, 4th ed., pp. 380–450. Wiley, London
29. Ansarizadeh, M., Ghorbani, A., Abd-Alhameed, R.A.: An approach to equivalent circuit modeling of rectangular microstrip antennas. *Progress Electromagn. Res. B* 8, 77–86 (2008).
30. Ishfaq, M., et al.: 8 x 8 Phased series fed patch antenna array at 28 GHz for 5G mobile base station antennas. In: *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Verona, Italy*, pp. 160–162 (2017).
31. Fano, R.: Theoretical limitations on the broadbanding of arbitrary impedances. *J. Frankl. Inst.* 249(1), 57–83 (1950)
32. Youla, D.: A new theory of broad-band matching. *IEEE Trans. Circuit Theory.* 11(1), 30–50 (1964)

ДОДАТОК А

УДК 637.5.02

DOI:

МІШАН В.В.

ORCID ID: 0000-0002-2771-7285

Хмельницький національний університет

v_mishan@ukr.net

КАРПОВА Л.В.

Хмельницький національний університет

ORCID ID: 0000-0001-5015-2107

e-mail: rtlesya@gmail.com

ЦІМАР В.О.

Хмельницький національний університет

valet2103@gmail.com

МЕТОД ПРОЕКТУВАННЯ АНТЕН ШЛЯХОМ СИНТЕЗУ СМУГОВОГО ФІЛЬТРА

В роботі запропоновано новий метод проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента. Дана техніка називається підтягуванням частоти, оскільки вона імітує методологію проектування внесених втрат смугових фільтрів. По суті, це підхід до широкосмугового узгодження, що підвищує ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання. Подальше розширення смуги пропускання за допомогою FP для елементів антени з властивими множинними резонансами, як патчі зі слотами або усіченими краями, є нашим наступним завданням. Очікується, що притаманна їм більш широка смуга пропускання забезпечить кілька вищих смуг пропускання при використанні техніки FP.

Ключові слова: антенні решітки, антени, смугові фільтри, широкосмугові антени, узгодження імпедансу.

MISHAN Viktor V., KARPOVA Lesia V., TSIMAR Valerii O.

Khmel'nitsky National University

METHOD OF DESIGNING ANTENNAS BY SYNTHESIS OF A BAND FILTER

A novel antenna design technique is proposed, which offers bandwidth enhancement up to the limits defined by element radiation efficiency. The employed technique is referred as frequency pulling (FP) as it mimics the insertion loss design methodology of bandpass filters. This is essentially a wideband matching approach pushing the antenna efficiency to the limits set up by radiation efficiency. There are three options towards this trend: (1) first to enhance a single element bandwidth (compact element) exploiting its possibly multiple symmetrical feeding points as distinct resonator ports, (2) frequency pulled array as to design a small antenna array (less than about 10 elements) where each element acts as a resonator and (3) second order frequency-pulled array as to build a small array using compact elements of category (1). Similar to the band-pass filter design, all antennas or distinct-port circuits resonate at the same resonant frequency when isolated, cascading two or more of them; FP yields to multiple-overlapping successive resonances in their overall response. Although the proposed technique is general within this first effort, it is applied to simple patch antenna elements exhibiting multiple symmetrical feeding points, namely two-for rectangular, four-for square and five-for pentagonal. The third option is applied to an array of three compact 4-feeding point square elements offering triple bandwidth with respect to the already wideband single element. However, this is achieved at the

expense of a significant beam squint. Thus, in general, these wideband compact elements should be used within a classical array design. Further bandwidth enhancement using FP to antenna elements with inherent multiple resonances as patches with slots or truncated edges constitutes our next task. Their inherent wider bandwidth in radiation efficiency is expected to allow multiply higher bandwidths when exploited with our FP technique.

Keywords: antenna arrays, antenna feeds, band-pass filters, broadband antennas, impedance matching

Вступ

З адаптацією зв'язку 5G виникла потреба у збільшенні пропускну здатності без значного перепроектування існуючих антен. Кілька методів мініатюризації антен і розширення смуги пропускання класичних антен були представлені в [1–2]. Зокрема, розширення смуги пропускання в патч-антенах може бути досягнуто шляхом використання різних модифікацій, таких як використання слотів [3], нижчої діелектричної проникності або невеликого збільшення висоти. Ще один спосіб збільшити пропускну здатність – це змінити джерело живлення антени. Наприклад, розміщення L -подібного живильного зонда, який діє як еквівалентний резонансний контур між патчем і фідером та змінює добротність структури, додатково збільшує смугу пропускання та зменшує розмір антени [4].

Загальна концепція у вищезгаданих методів відноситься до встановлення множинних резонансів у випромінювальній структурі, тобто одночасного збудження двох або трьох резонуючих мод в патч-антені або комбінації резонансного патча та резонансного слота. Ці резонанси розділені, але досить близькі, щоб загальна характеристика була єдиною розширеною смугою частот. Питання полягає в тому, чи можна розширити робочу смугу пропускання кожного з них (що працюють на одному або кількох резонансах) шляхом маніпулювання їх структурою живлення. Загальновідомо, що ефективність випромінювання цих антен має набагато більшу смугу пропускання, ніж ефективність їхніх антен. Рішення в цьому напрямі впливає з синтезу смугового фільтра, де ряд високоякісних (вужкосмугових) каскадів, що резонують на одній центральній частоті, об'єднуються, щоб запропонувати фільтр із широкою смугою пропускання. Концепція, що лежить в основі цього синтезу, полягає в підтягуванні частоти (FP), тобто, коли два з цих резонаторів з'єднані каскадом, схема представляє три резонанси, що накладаються один на одного. А саме їх загальна резонансна частота тягнеться вниз і вгору, в той час як початковий загальний резонанс зберігається. Що стосується цієї концепції, ми почали модифікувати мережу живлення класичних патч-антен, спостерігаючи суттєве розширення смуги пропускання, як це передбачено FP у синтезі смугового фільтра [4].

Загалом, у статті представлено нову загальну технологію проектування антени, яка систематично використовує принцип FP смугових фільтрів для розширення смуги пропускання, зберігаючи мінімальні розміри. Технологія, наведена в статті, застосована на трьох етапах: 1) окремі звичайні ділянки з декількома симетричними точками живлення для отримання компактних ширококутних антен; 2) невеликий масив типу біжучої хвилі, призначений для ширококутної роботи, а не для формування променя; 3) FP другого порядку як малочастотна антена з компактними елементами антени, що підвищує смугу пропускання до верхньої межі, що встановлена ефективністю випромінювання. Однак лінії чверті хвилі, які використовуються як інвертори опору між послідовними елементами для реалізації FP, відповідають зсуву фази на $-90^\circ(\pi/2)$, що спричиняє керування променем на $kd\sin\theta_0 = \pi/2$, що для інтерелемента відстань $d = \lambda/2$ дає косий кут променя на $\theta_0 = 30^\circ$. Таким чином, такі масиви можуть складатися лише з кількох елементів (наприклад, до 4) і для застосувань, де важлива ширококутна робота, щоб ширина променя залишалася широкою, а максимальна орієнтація променя не була критичною. Навпаки, отримані ширококутні компактні елементи можуть бути використані в рамках класичних методологій проектування антенної решітки, що дозволяє формувати звичайний промінь у межах смуги пропускання, яку пропонують ці елементи.

Виклад основного матеріалу

У конструкції застосовується процес синтезу смугового фільтра. Використовуючи метод внесених втрат і рівні пульсації Чебишева від прототипу низьких частот, побудовано смугові фільтри (рис. 1а,б). Таким чином, створюється структура шунтованих паралельних резонаторів. На наступному етапі замінено шунтові резонатори відповідними заглушками, які ведуть себе так само. Резонансні контури можна еквівалентно замінити короткозамкнутими на чверть довжини хвилі або розімкнутими на половину довжини хвилі, обидва з яких поведуться як паралельні резонансні контури (рис. 1в). Хоча існують альтернативні реалізації, тут було обрано мікросмугову технологію. Таким чином, використано шлейфи з розімкнутим колом на половинній довжині хвилі, які як і резонатори еквівалентні патч-антенам і мають більшу ймовірність випромінювання. Таким чином, побудований смуговий фільтр набуває форми масиву біжучої хвилі (рис. 1г). Важливо зазначити, як пояснювалося вище, що частотна антена націлена лише на більш широку робочу смугу, а не на формування променя, яким у цьому випадку якимось чином нехтують, приймаючи кут променя до 30° . Опір навантаження на клемі замінюється резисторами, що представляють втрати на кожному елементі антени. Отже, шляхом живлення однієї антени в різних симетричних точках живлення, очікується, що створена структура (рис. 1д) матиме таку саму частотну характеристику, як і передбачуваний синтез смугового фільтра.

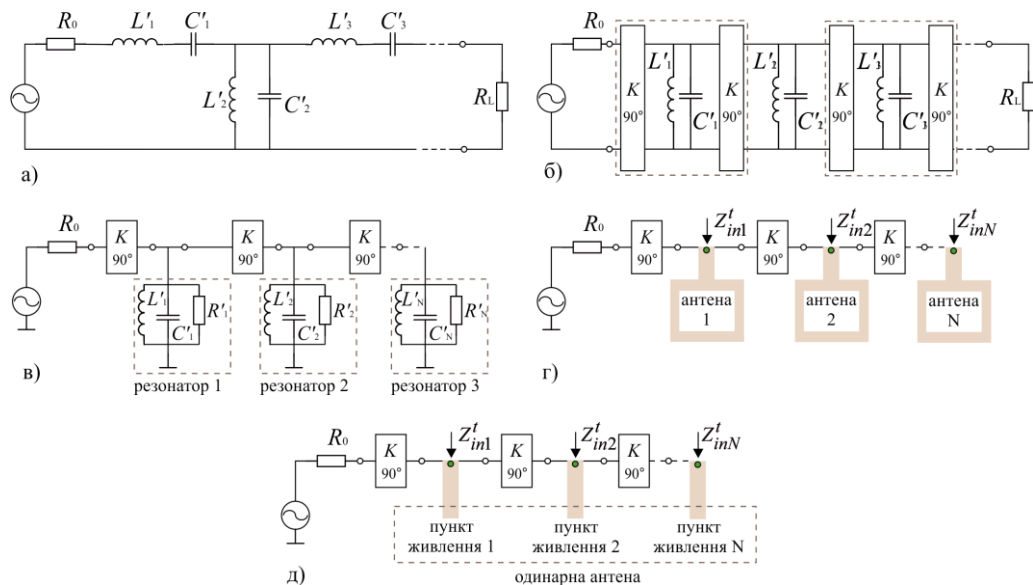


Рис. 1. Основні етапи розробки частотної антени: а) конструкція смугового фільтра; б) перетворення послідовних резонаторів на паралельні; в) заміна резонаторів із дискретними елементами на шлейфи з відкритим контуром; г) заміна шлейфів з патч-антенами; д) заміна антен із симетричними точками живлення однієї антени

Сконструйований смуговий фільтр працює з розширеною смугою пропускання та у формі схеми сходинкового типу з послідовних і паралельних резонансних контурів або на кінцевій стадії решітки біжучої хвилі, що складається з серії патч-антен, які можна використовувати для пояснення ФР. Більша смуга пропускання зумовлена кількома послідовними резонансами, створеними ФР, що виникають, коли резонансні контури каскадовані. Фактично ФР генерує нові резонансні частоти, які ідентичні власним частотам сполучених резонаторів. Це те саме явище, що й у теорії фільтрів. Каскадні схеми, що утворюють синтез смугового фільтра, зазнають фазового зсуву майже так само, як короткі та відкриті шлейфи, що використовуються для узгодження широкосмугового імпедансу. Слід мати на увазі, що ці резонанси, що перекриваються, виникають у вхідному порту конструкції, тоді як антенний елемент (резонатор) зберігає свої режимні характеристики випромінювання. Таким чином, застосовуваний ФР впливає на підсилення вхідного порту, який відповідає лінії живлення, але не порушує радіаційні властивості елемента.

Аналіз технології проектування

Щоб продемонструвати, відношення FP до розширення смуги пропускання, ми використовуємо синтез смугового фільтра другого порядку в його початковій формі, як показано на рис. 2. Включення омичних опорів у послідовні та паралельні резонатори забезпечує еквівалентність резонаторів для патч-антен з найменшими втратами випромінювання надаючи значення існуванню їх фактора якості. Встановлено, що всі ізольовані елементи фільтра повинні резонувати на одній частоті, але з різним коефіцієнтом якості, заданим як $Q_{si} = \omega_0 L_i / R_i$ та $Q_{pi} = \omega_0 R_i C_i$ для послідовного та паралельного резонаторів відповідно, де ω_0 є резонансною частотою.

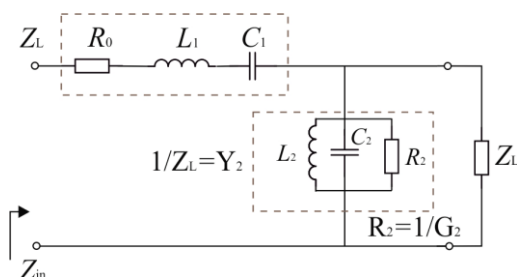


Рис. 2. Еквівалентна схема смугового фільтра другого порядку.
 R_1, R_2 представляють омичні втрати резонансних контурів

Підтягування частоти у ряді послідовних і паралельних резонансних контурів, що призводить до додаткових резонансів, ω_{r1} і ω_{r2} , нижче і вище ω_0 відповідно. А саме, резонансна частота другого резонатора, як видно на вході смугового фільтра, тягнеться попереднім першим резонатором вниз і вгору на рівну величину $\Delta\omega$. Щоб прояснити цей ефект, вхідний опір смугового фільтра другого порядку на рис. 2 досліджується на наявність резонансів. Вхідний опір кола визначається як

$$Z_{in} = \frac{(Z_1 + R_L) + Z_1 R_L Y_2}{1 + R_L Y_2} = \frac{1 + Z_1 Y_2 + Z_1 / R_L}{1 + R_L Y_2}. \quad (1)$$

Вивчення резонансів відкритого контуру при $R_L \rightarrow \infty$, рівняння (1) зводиться до $Z_{in}^{oc} = Z_1 + 1/Y_2 = Z_1 + Z_2$. Очікуючи резонансного зсуву від ω_0 до $\omega_r = \omega_0 \pm \Delta\omega_r$ і апроксимуючи Z_1 і Y_2 як $Z_1 \approx R_1 + j2L_1\Delta\omega_r$, $Y_2 \approx 1/R_2 + j2C_2\Delta\omega_r$. Нові резонанси при $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$ можна оцінити, прирівнявши фазу Z_{in} до нуля. Після деяких розрахунків ми знаходимо, що

$$\Delta\omega_{r1,2} = \pm \frac{1}{2R_2C_2} \sqrt{\frac{R_2^2 C_2}{L_1} - 1}. \quad (2)$$

За допомогою симулятора схеми FP можна пояснити графічно з результатів, показаних на рис. 3. Амплітуда та фаза Z_{in} смугового фільтра на рис. 2 зображені для послідовного та паралельного резонансних контурів, кожного окремо та для їх комбінації, тобто послідовного резонансу, каскадованого паралельним резонансом. Резонанс виникає на нульовій фазі: $\theta^{oc} = 0 \leftrightarrow |Z_1| \sin \theta_1 = |Z_2| \sin \theta_2$. Це можна зрозуміти з рис. 3б, де на деякій частоті $\omega_0 \leq \Delta\omega_r$, вище резонансу ω_0 , і негативна фаза $-\Delta\varphi$, введений Z_1 , компенсується позитивним зсувом фази $+\Delta\varphi$, внесеним Z_2 . Зворотне відбувається при меншій частоті $\omega_0 - \Delta\omega_r$. Отже, для каскадного контуру з двох резонаторів на рис. 2 єдиний резонанс спочатку існував при ω_0 , відбувається одночасно на двох нових частотах $\omega_0 - \Delta\omega_r$ і $\omega_0 + \Delta\omega_r$. Початковий резонанс при ω_0 , зберігається між новими, але для іншого імпедансу, як показано на рис. 3а. Важливо зауважити, що два нових резонанси при $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$ мають нижчий коефіцієнт якості та еквівалентно ширшу смугу, ніж резонанс при ω_0 , як показано на рис. 3в.

На рис. 4 показано діаграму Сміта, де геометричне місце імпедансу двох резонаторів та їх каскадну комбінацію смугового фільтра для рис. 2. Видно, що траєкторії послідовного та паралельного резонаторів, коли вони одні, перетинають x вісь при ω_0 рухається в протилежних напрямках. Їхня каскадна комбінація перетинає

вісь x ще двічі, де ці точки відповідають новим резонансам при $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$. Він також проходить від ω_0 , що знаходиться між ними, і відбувається для вищого імпедансу, але все ще може вважатися таким, що сприяє єдиній розширеній смузі пропускання. У всіх трьох випадках смуга пропускання 3 дБ визначається постійними траєкторіями $Q = X/R = 1$.

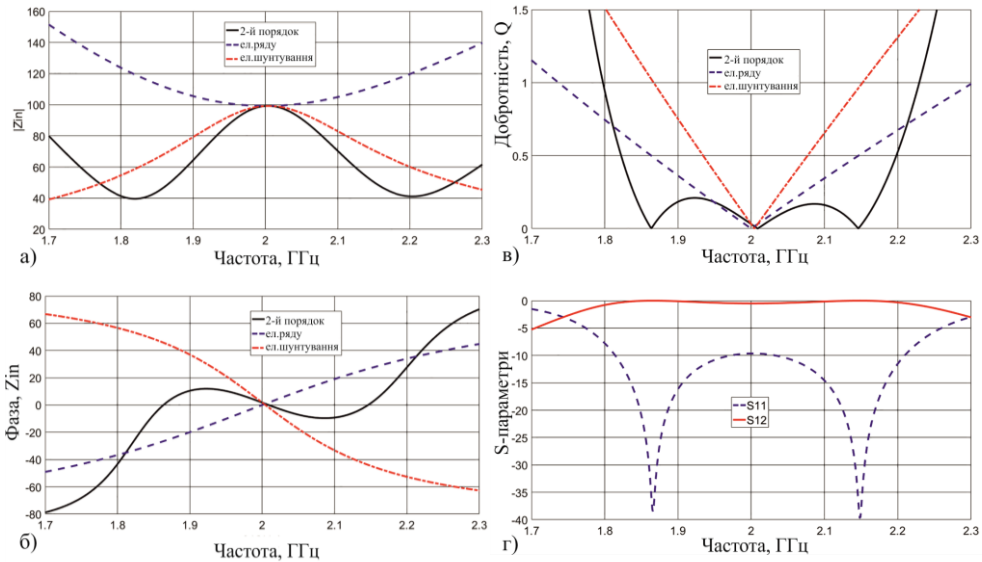


Рис. 3. Графіки залежностей: а) – амплітуди; б) – фази вхідного імпедансу; в) коефіцієнта якості послідовного та паралельного резонаторів; г) – S-параметри смугового фільтра

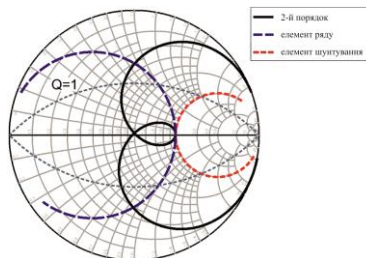


Рис. 4. Географічне місце імпедансу шунтового резонансу, послідовного резонансу та їх каскадного з'єднання на $f_0 = 2$ ГГц

Як уже було описано, послідовні резонансні контури перетворюються на еквівалентні паралельні за допомогою трансформаторів чвертної довжини хвилі як інверторів опору. Таким чином будується структура тільки шунтових або паралельних резонаторів. Наступним кроком є заміна шунтових резонаторів зосереджених елементів на резонатори розподіленої форми за допомогою відповідних шлейфів. Їх можна еквівалентно замінити короткозамкнутими на чверть хвилі або на половину довжини хвилі з відкритим контуром, які поведуться як паралельні резонансні контури. Класичний підхід синтезу смугового фільтра заснований на використанні шлейфів чвертної довжини хвилі, короткозамкнених на площину заземлення через металізовані переходи. Навпаки, у цьому документі шлейфи половинної довжини хвилі з відкритою схемою використовуються як патч-антени. Для обраної відповіді параметри прототипу g_n задані стандартними таблицями. У звичайному синтезі смугового фільтра шляхом узгодження вхідних опорів шлейфів і резонатора характерний імпеданс шлейфів розраховується як [5]

$$Z_{0,n} = \pi Z_0 \Delta / (4g_n), \quad (3)$$

де Δ – дробова смуга пропускання, а Z_0 – характеристичний опір інвертора адмітансу (рис. 1б). Ці шунтові шлейфи можна легко замінити прямокутними патч-антенами, щоб безпосередньо отримати частотну антену.

Однак дані антени працюють у своєму паралельному резонансі, коли їх довжина дорівнює половині довжини хвилі, а їхні краї розімкнені. Отже, синтез смугового фільтра має бути реалізовано з використанням шунтів із розімкнутим колом на половині довжини хвилі. У цьому випадку елементи паралельної еквівалентної схеми оцінюються шляхом вилучення підходу, подібного до [5],

$$\left. \begin{aligned} L_n &= \frac{\Delta Z_0}{\omega_o g_n} = \frac{2Z_{0,n}}{\pi\omega_o} \\ C_n &= \frac{g_n}{\omega_o \Delta Z_0} = \frac{\pi}{2\omega_o Z_{0,n}} \end{aligned} \right\} \leftrightarrow Z_{0,n} = \frac{\pi \Delta Z_0}{2g_n}. \quad (4)$$

Висновок

Було представлено техніку FP для проектування компактних патч-антен із розширеною смугою пропускання та показано характерні випадки проектування. Підхід одного патча з кількома каналами дає змогу збільшити пропускну здатність, але з розміром одного патча. Вибір більшої кількості точок живлення з використанням різних форм патчів може додатково збільшити пропускну здатність. Комбінація антени біжучої хвилі з багатоканальними випромінювачами справді дає значне розширення смуги пропускання, але за рахунок косоного променя через різницю фаз у -90° , спричинену інверторами імпедансу. Важливо, що отримані широкосмугові компактні елементи можна використовувати в стандартній конструкції масиву, але лише з притаманною їм круговою поляризацією. Для лінійної поляризації можна використовувати компактні елементи як прямокутні ділянки з двома симетричними точками живлення, оскільки поляризація зберігається через FP. Детальний аналіз цих обмежень і використання окремих елементів з властивими множинними резонансами буде предметом майбутньої роботи.

Література

1. Tawk, Y., et al.: Antenna Design for Cognitive Radio. ArtechHouse, Norwood (2016)
2. Xiao, S., et al.: Bandwidth enhancing ultralow-profile compact patch antenna. IEEE Trans. Antennas Propag. 53(11), 3443–3447 (2005).
3. Koutinos, A., et al.: A wideband matching technique for polarization versatile applications. In: Progress in Electromagnetics Research Symposium, Prague, Czech Republic, pp. 2081–2086 (2015)
4. Pozar, D.: Microwave Engineering, 4th ed., pp. 380–450. Wiley, London (2011)
5. Шкапа В.В. Смуговий фільтр на основі мікросмужкових резонаторів з чвертьхвильовими зв'язками / В. В. Шкапа, Б. А. Коцержинский // Вісник Національного технічного університету України «КПІ». Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2011. – №44. С. 68-75

References

1. Tawk, Y., et al.: Antenna Design for Cognitive Radio. ArtechHouse, Norwood (2016)
2. Xiao, S., et al.: Bandwidth enhancing ultralow-profile compact patch antenna. IEEE Trans. Antennas Propag. 53(11), 3443–3447 (2005).
3. Koutinos, A., et al.: A wideband matching technique for polarization versatile applications. In: Progress in Electromagnetics Research Symposium, Prague, Czech Republic, pp. 2081–2086 (2015)
4. Pozar, D.: Microwave Engineering, 4th ed., pp. 380–450. Wiley, London (2011)
5. Shkapa V.V. Smuhovyi filtr na osnovi mikrosmuzhkovykh rezonatoriv z chvertkhvyl'ovymy zviazkamy / V. V. Shkapa, B. A. Kotserszhynskiy // Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu Ukrainy «KPI». Seriya – Radiotekhnika. Radioaparotobuduvannia. – 2011. – №44. S. 68-75

Надійшла / Paper received : заповнюється редакцією

Надрукована/Printed : заповнюється редакцією

Рецензент – д.т.н., професор кафедри телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій ХНУ, Ю. М. Бойко

ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
Кафедра телекомунікацій,
медійних та інтелектуальних технологій

ДИПЛОМНА РОБОТА
Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка


**МЕТОД ФОРМУВАННЯ СМУГИ
ПРОПУСКАННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ
ПРИСТРОЇВ**

Виконав:
студент групи ТРм-21-1

Цімар В.О.

Науковий керівник:
кандидат технічних наук, доцент

Мішан В.В.



ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

Актуальність роботи:

- аналіз методу проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента

Мета роботи:

- розробка алгоритму синтезу широкосмугових антен довільної форми

Метод дослідження

- на основі теоретичного дослідження, порівняльного аналізу характеристик смугових фільтрів.

Об'єкт дослідження

- перспективи застосування смугових фільтрів.

Предмет дослідження

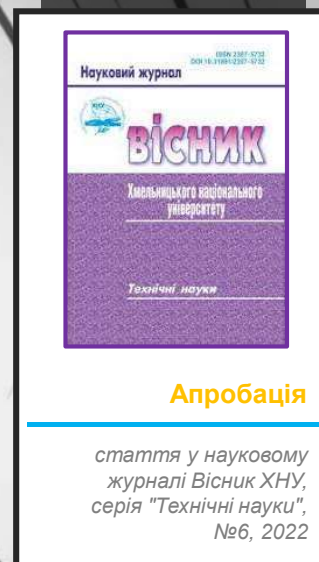
- аналіз методів широкосмугового узгодження, що підвищують ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання

Наукова новизна:

- запропоновано новий метод проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента

Практичне значення:

- досліджено новий загальний метод проектування антени, який систематично використовує принцип «FP» смугових фільтрів для розширення смуги пропускання, зберігаючи мінімальні розміри;
- розроблені та продемонстровані випадки: масив біжучої хвилі, простий багатоканальний патч і багатоканальна антенна решітка, а також масив із трьох компактних елементів без FP другого порядку

**Апробація**

стаття у науковому журналі Вісник ХНУ, серія "Технічні науки", №6, 2022

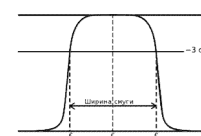
Смуга пропускання частот

діапазон частот, у межах якого АЧХ РТ пристрою є досить рівномірною для того, щоб забезпечити передачу сигналу без суттєвого викривлення його форми.

Методи мініатюризації антен і розширення смуги пропускання:

- Використання різних модифікацій (використання слотів, нижчої діелектричної проникності або невеликого збільшення висоти);
- Метод живлення (зміна джерела живлення антени).

Загальна ідея даних методів відноситься до встановлення множинних резонансів у випромінювальній структурі, тобто одночасного збудження двох або трьох резонуючих мод в патч-антені або комбінації резонансного патча та резонансного слота.



Ефективність випромінювання цих антен має набагато більшу смугу пропускання, ніж ефективність їхніх антен

Впливає з

BPF band-pass filter synthesis
синтезу смугового фільтра

Де вузькосмугові каскади, що резонують на одній центральній частоті, об'єднуються, щоб сформувати фільтр із широкою смугою пропускання

Ідея синтезу полягає в

FP frequency pulling
затягуванні частоти

тобто, коли два з цих резонаторів з'єднані каскадом, схема представляє три резонанси, що накладаються один на одного

Етапи дослідження

- 1) окремі ділянки з декількома симетричними точками живлення для отримання компактних широкосмугових антен;
- 2) невеликий масив типу біжучої хвилі, призначений для широкосмугової роботи, а не для формування променя;
- 3) FP другого порядку як малочастотна антена з компактними елементами антени, що підвищує смугу пропускання до верхньої межі, яка встановлена ефективністю випромінювання.

- Описано зтягування частоти смугових фільтрів і те, як звичайні шлейфові резонатори можна замінити патч-антенами.
- Представлено випадки проектування з використанням технології FP.

Розроблені та продемонстровані випадки:

- масив біжучої хвилі
- простий багатоканальний патч
- багатоканальна антена решітка
- масив із трьох компактних елементів без FP другого порядку.

5

Схема процедури проектування

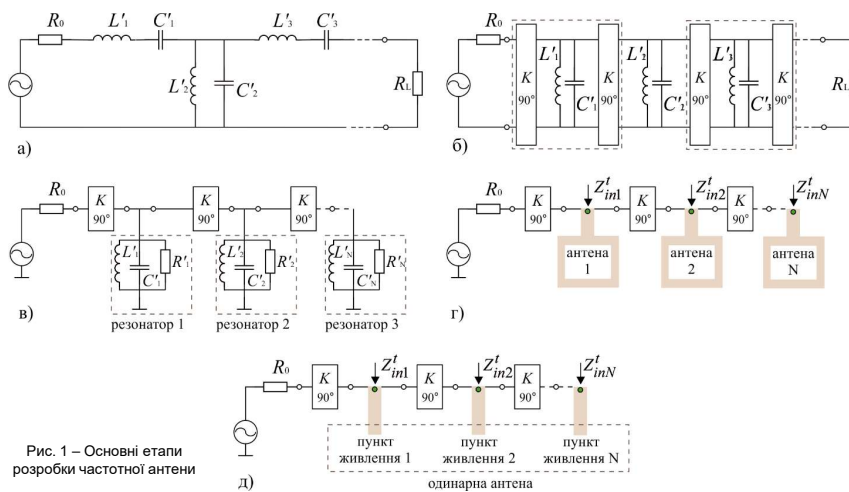


Рис. 1 – Основні етапи розробки частотної антени

Основні етапи розробки частотної антени

- а)** конструкція смугового фільтра;
- б)** перетворення послідовних резонаторів на паралельні;
- в)** заміна резонаторів із дискретними елементами на шлейфи з відкритим контуром;
- г)** заміна шлейфів з патч-антенами;
- д)** заміна антен із симетричними точками живлення однієї антени

6

Аналіз методів проектування

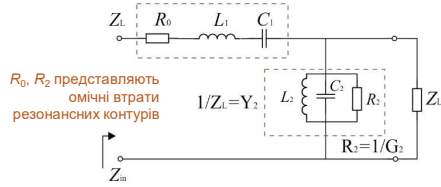


Рис.2 – Еквівалентна схема смугового фільтра другого порядку

Вхідний опір
$$Z_{in} = \frac{(Z_1 + R_L) + Z_1 R_L Y_2}{1 + R_L Y_2} = \frac{1 + Z_1 Y_2 + Z_1 / R_L}{1 + R_L Y_2} \quad (1)$$

Нові резонанси при $\omega \approx \pm \Delta\omega$ можна оцінити, порівнявши фазу Z_{in} до нуля. Відповідно

$$\Delta\omega_{r,1,2} = \pm \frac{1}{2R_2 C_2} \sqrt{\frac{R_2^2 C_2^2}{L_1} - 1} \quad (2)$$

Резонанс виникає на нульовій фазі:

$$\theta^{oc} = 0 \Leftrightarrow |Z_1| \sin \theta_1 = |Z_2| \sin \theta_2 \quad (3)$$

Графічні результати схеми FP

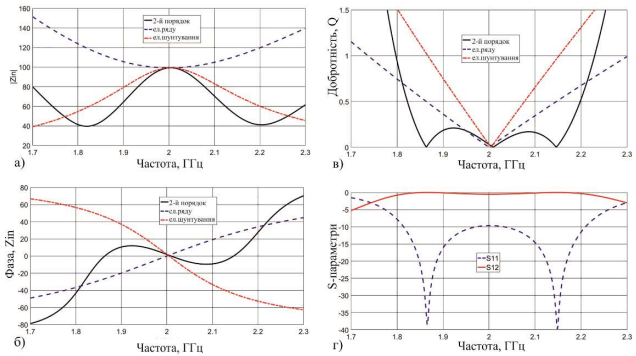


Рис. 3 – Графіки залежностей: а) – амплітуди; б) – фази вхідного імпедансу; в) коефіцієнта якості послідовного та паралельного резонаторів; г) – S-параметри смугового фільтра

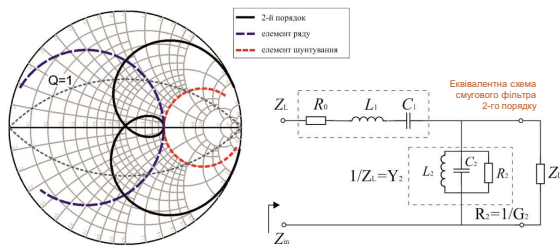


Рис. 4 – Географічне місце імпедансу шунтового резонансу, послідовного резонансу та їх каскадного з'єднання на $f_0 = 2$ ГГц

У звичайному синтезі смугового фільтра шляхом узгодження вхідних опорів шлейфів і резонатора характерний імпеданс шлейфів розраховується як

$$Z_{0,n} = \pi Z_0 \Delta / (4g_n) \quad (4)$$

де Δ – дробова смуга пропускання, а Z_0 – характеристичний опір інвертора адмітансу (рис. 26).

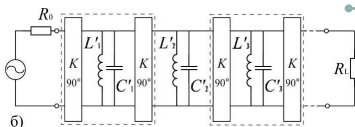


Рис. 1 – б) перетворення послідовних резонаторів на паралельні

Ці шунтові шлейфи можна легко замінити прямокутними патч-антенами, щоб безпосередньо отримати частотну антену.

Таблиця 1 – Функція передачі напруги та резонансні частоти смугових фільтрів для порядків $n = 1, 2$ та 3

n	$H(j\omega)$	ω_r
1	$\frac{R_L}{R_L + Z_1}$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$
2	$\frac{R_L Z_2}{Z_1 Z_2 + R_L (Z_1 + Z_2)}$	$\omega_{1,2} = \omega_0 \left[\frac{2 + A \left(1 \pm \sqrt{1 + 4 \frac{1}{A}} \right)}{2} \right]^{1/2}, A = \frac{L_2}{L_1}$
3	$\frac{R_L Z_2}{Z_1 Z_2 + (R_L + Z_3)(Z_1 + Z_2)}$	$\omega_2 = \omega_0 \omega_{1,3} = \omega_0 \left[\frac{2 + A \left(1 \pm \sqrt{1 + 4 \frac{1}{A}} \right)}{2} \right]^{1/2}, A = \frac{L_2}{L_3} + \frac{L_2}{L_1}$

BPF має бути реалізовано з використанням шунтів із розімкнутим колом на половині довжини хвилі. У цьому випадку елементи паралельної еквівалентної схеми оцінюються шляхом вилучення підходу, подібного до

$$\left. \begin{aligned} L_n &= \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_n} = \frac{2Z_{0,n}}{\pi \omega_0} \\ C_n &= \frac{g_n}{\omega_0 \Delta Z_0} = \frac{\pi}{2\omega_0 Z_{0,n}} \end{aligned} \right\} \leftrightarrow Z_{0,n} = \frac{\pi \Delta Z_0}{2g_n} \quad (5)$$

Еквівалентна схема патч-антени

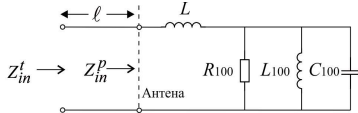


Рис.5 – Еквівалентна схема прямокутної патч-антени, що резонує в режимі TM_{100}

Параметри розраховуються за допомогою виразів:

Точка живлення патч-антени, коли використовується вставка або коаксіальний зонд (рис. 5), вибирається для узгодження з лінією передачі як $Re(Z_{in}^p) = Z_0$

Прямокутна патч-антена резонує на центральній частоті $\omega = 2\pi f_0$

$$R_p = Z_{in}(\omega = \omega_0) = Re\{Z_{in}(\omega = \omega_0)\}$$

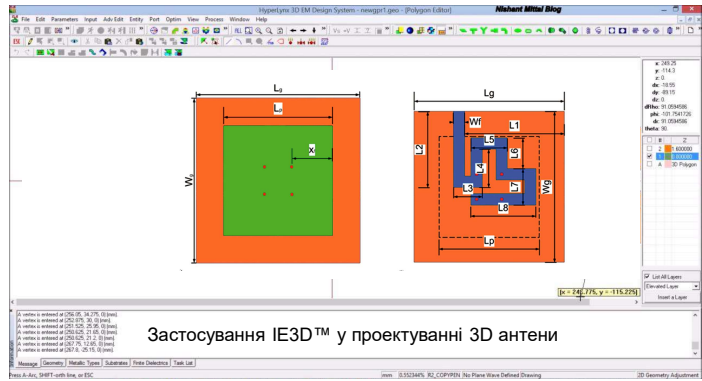
$$C_p = \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} Im(Y_{in}) \approx \frac{Im(Y_{in})}{2\Delta\omega} \quad \omega = \omega_0 + \Delta\omega$$

$$L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p}$$

Невантажений коефіцієнт добротності Q_0

$$Q_0 = R_p \omega_0 C_p = \frac{R_p}{\omega_0 L_p}$$

Електромагнітне моделювання в симуляторі IE3D™



Застосування IE3D™ у проектуванні 3D антени

Довжина шнура живлення $Z_{in}^t(\omega) = Z_0 \frac{Z_{in}^p(\omega) + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_{in}^p(\omega) \tan(\beta l)}$

Трьох і чотирьохелементний масив

Продемонстровані випадки:

- варіант 1 – масив біжучої хвилі
- варіант 2 – простий багатоканальний патч
- варіант 3 – багатоканальна антенна решітка

ВАРІАНТ 2

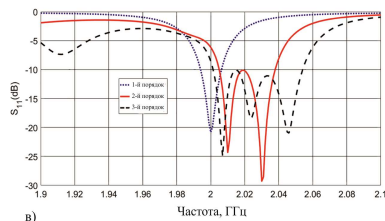
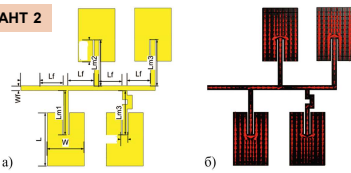


Рис. 6 – а) Чотириелементна ФР антена; б) Розподіл струму на центральній частоті; в) S_{11} 1-елементної та трьох- та 4-елементної антенної решітки

Таблиця 2 – Розміри 4-елементної решітки ФР

Розміри (мм)	Антенна
LT	20
Wf	3.56
L	41.25
W	28.2
Висота	16.99
Ширина	5.5
довжина шнура живлення	
Lm1	34.09
Lm2	35.68
Lm3	38.47
Lm4	36.09

Таблиця 3 – Частоти смуги пропускання для антен

К-ть ел.	f_1 (ГГц)	f_2 (ГГц)	f_3 (ГГц)	BW (МГц)	Дробовий BW (%)
1	1.995	2.002	2.009	14.02	0.70
3	2.008	2.026	2.043	34.87	1.72
4	2.003	2.031	2.058	54.49	2.68

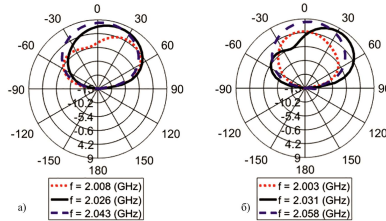
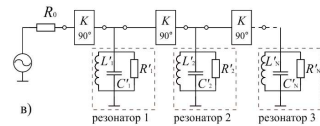
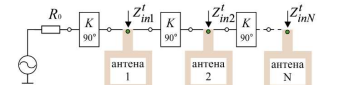


Рис. 7 – Діаграми спрямованості (а) трьох- та (б) чотирьох-елементних антен



в) заміна резонаторів із дискретними елементами на шлейфи з відкритим контуром;



г) заміна шлейфів з патч-антенами; Рис. 1

- Різниця фаз між сусідніми патчами становить 90° (θ)
- Розміри патчів розраховуються для обраної робочої частоти та матеріалу діелектричної підкладки

Довжина шнура живлення

$$Z_{in}^t(\omega) = Z_0 \frac{Z_{in}^p(\omega) + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_{in}^p(\omega) \tan(\beta l)} \quad (1)$$

Вхідні імпеданси патчів повинні узгоджуватися з відповідним резонатором відповідного фільтра та взята з виразу (1)

Компактна одноелементна антена

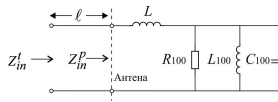


Рис. 5 – Еквівалентна схема прямокутної патч-антени

ВАРІАНТ 1

Єдиний компактний елемент із кількома симетричними точками живлення

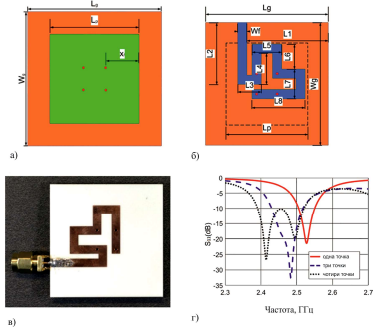


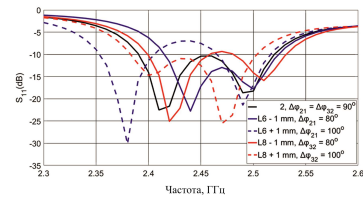
Рис. 8 – Квадратна патч-антена з 4 симетричними точками живлення: а) вид зверху, б) мережа живлення для антени з фільтром 4 порядку; в) прототип; г) коефіцієнт відбиття множинної точки живлення антени (фільтр 1, 3 та 4 порядку)

Таблиця 4 – Розміри одноканальної решітки з чотирма фідерами

Розміри параметрів (мм)	Антена
Lg	46.48
Wg	46.48
Lp	30.99
xf	3.87
Wf	3.5
L1	30.79
L2	23.43
L3	8.93
L4	11.79
L5	11.25
L6	9.47
L7	11.25
L8	20.11

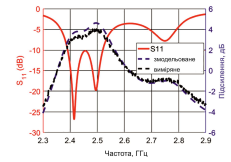
Таблиця 5 – Частоти смуги пропускання для квадратної патч-антени з кількома фідерами

К-ть ел.	f_L (ГГц)	f_C (ГГц)	f_H (ГГц)	Смуга пропускання (МГц)	Смуга пропускання (%)
1	2.552	2.568	2.583	31	1.2
3	2.43	2.474	2.517	87	3.52
4	2.39	2.455	2.52	130	5.3

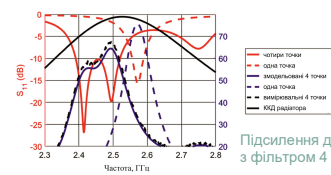


Коефіцієнт відбиття параметричної антени з 4 точками живлення

(індекси $\Delta\phi$ - точки живлення, починаючи з найближчого до порту живлення)



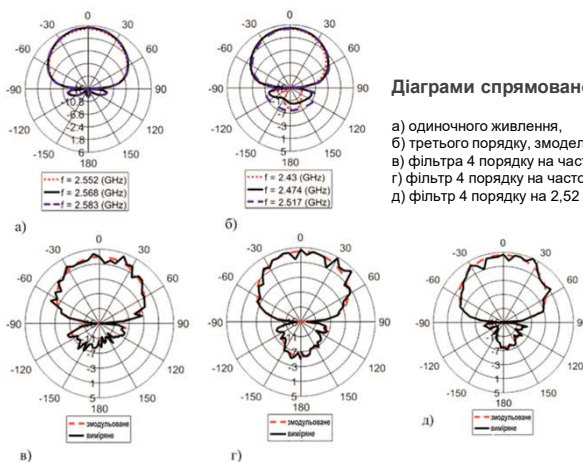
Ефективність



Підсилення для антени з фільтром 4 порядку

Рис.9 – Квадратна патч-антена з чотирма симетричними точками живлення

Компактна одноелементна антена



Діаграми спрямованості

а) одиночного живлення, б) третього порядку, змодел. та вимір., в) фільтр 4 порядку на частоті 2,39 ГГц, г) фільтр 4 порядку на частоті 2,455 ГГц д) фільтр 4 порядку на 2,52 ГГц антени

Рис. 10 – Діаграми спрямованості квадратної патч-антени з кількома фідерами

Таблиця 5 – Частоти смуги пропускання для квадратної патч-антени з кількома фідерами

Кількість елементів	f_L (ГГц)	f_C (ГГц)	f_H (ГГц)	Смуга пропускання (МГц)	Смуга пропускання (%)
1	2.552	2.568	2.583	31	1.2
3	2.43	2.474	2.517	87	3.52
4	2.39	2.455	2.52	130	5.3

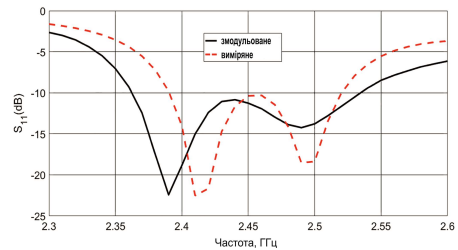


Рис. 11 – Результати моделювання та вимірювань для квадратної патч-антени з чотирма симетричними точками живлення

Три компактні широкосмгові елементи масиву FP

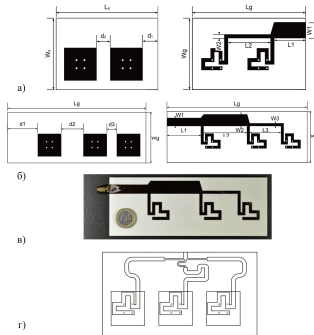


Рис. 12 – Багатофідерна широкосмгова антена біжучої хвилі.

- a) Вид зверху та знизу (мережа живлення) для масиву з двох елементів,
- б) Вид зверху та знизу (мережа живлення) для масиву з трьох елементів,
- в) прототип для вимірювань
- г) масив із фазовим мультиподаванням компактних елементів

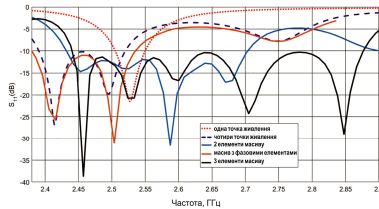


Рис. 13 – Коефіцієнти відбиття для антен на рис. 6, 8 і 12

Таблиця 6 – Частоти смуги пропускання та ефективність

	Одноразова подача патч	Квадратна 4-точкова накладка подачі (рис. 8)	Двоелементна антена решітка (рис. 11а)	Триелементна антена решітка (рис. 11б)
f_c (ГГц)	2.552	2.39	2.349	2.44
f_u (ГГц)	2.568	2.455	2.481	2.658
f_n (ГГц)	2.583	2.52	2.612	2.876
Площа ефективності антени (%)	73.1	64.36	62.1	59.9
BW (МГц)	31	130	263	436
BW (%)	1.2	5.3	10.6	16.4

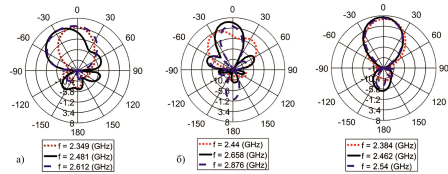


Рис. 14 – ДС випромінювання антенної решітки з кількома фідерами, що складаються з

- a) двох елементів,
- б) трьох елементів і
- в) решітки з елементами з кількома фідерами в фазі

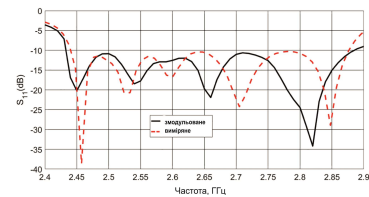


Рис.15 – Результати моделювання та вимірювань для багатоканальної антенної решітки

Ефективність і приріст

- (a) Оскільки смуга пропускання збільшується на FP, максимальна ефективність антени залишається нижчою, ніж ефективність випромінювання на будь-якій частоті в робочому діапазоні.

З цієї причини три елементи у фазовій решітці мають ефективність антени на 62%, близьку до ефективності її одного елемента з квадрофазою, тоді як максимальне значення для триелементної FP-решітки падає приблизно до 60%.

- (б) Підсилення відповідає ефективності антени з деякими змінами, спричиненими додатковими втратами, що внесені мережею. Як і очікувалося, масиви мають вищий коефіцієнт підсилення через підвищену спрямованість.

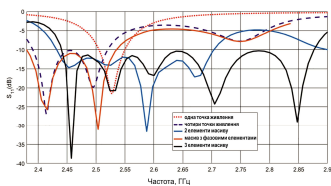


Рис. 13 – Коефіцієнти відбиття для антен на рис. 6, 8 і 12

Класична конструкція масиву з трьох компактних елементів демонструє найвищий приріст і підтверджує очікування щодо використання цих елементів у стандартній конструкції масиву.

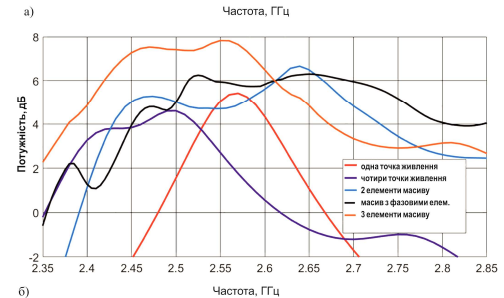
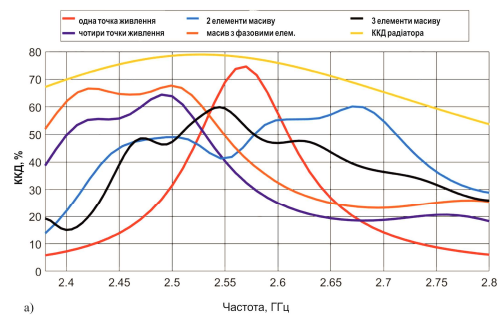


Рис. 16 – Порівняння характеристик випромінювання антен рис.13



ВИСНОВКИ

Отримані у дипломній роботі основні результати зводяться до наступного:

- Запропоновано новий метод проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента. По суті, це підхід до широкосмугового узгодження, що підвищує ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання.

Існує три варіанти досягнення цієї мети:

- (1) спочатку збільшити пропускну здатність одного елемента (компактний елемент), використовуючи його, можливо, кілька симетричних точок живлення як окремі резонаторні порти,
- (2) решітка з частотою, щоб створити невелику антенну решітку (менше ніж близько 10 елементів), де кожен елемент діє як резонатор, і
- (3) частотно-втягнута решітка другого порядку для створення невеликої решітки з використанням компактних елементів категорії (1).



ДЯКУЮ ЗА УВАГУ!

- Доповідь завершено

ДОВІДКА № 11/22-7

Затверджує те, що стаття «**Метод проектування антен шляхом синтезу смугового фільтра^о**» авторів Мішан В.В., Карпова Л.В., Цімар В.О. Хмельницький національний університет) – прийнята до опублікування у науковому журналі "Вісник Хмельницького національного університету" № 6 за 2022 р., серія "Технічні науки", який включено до наукометричних баз (Index Copernicus, Google Scholar) та затверджений як фахове видання Постановою президії ВАК України від 28.12.2019 № 1643

Начальник відділу
інтелектуальної власності та трансферу технологій,
відповідальний секретар Вісника ХНУ



Ю. В. Кравчик

Завідувачу кафедри телекомунікацій,
медійних та інтелектуальних
технологій
д.т.н., доценту ПІДЧЕНКУ Сергію
здобувача вищої освіти
ЦІМАРА Валерія
ФІТ, гр. ТРМ-21-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

25 листопада 2022 р.
дата


підпис

Ім'я користувача:
Kafedra TMIT KhNU

ID перевірки:
1013177682

Дата перевірки:
04.12.2022 22:01:00 EET

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
04.12.2022 22:03:33 EET

ID користувача:
100005657

Назва документа: Цімар_ТРМ-21

Кількість сторінок: 83 Кількість слів: 12750 Кількість символів: 95245 Розмір файлу: 4.12 MB ID файлу: 1012942572

Виявлено модифікації тексту (можуть впливати на відсоток схожості)

0.71%
Схожість

Найбільша схожість: 0.47% з джерелом з Бібліотеки (ID файлу: 1012908913)

0.38% Джерела з Інтернету

43

Сторінка 85

0.47% Джерела з Бібліотеки

13

Сторінка 85

0.13% Цитат

Цитати

2

Сторінка 86

Не знайдено жодних посилань

0%
Вилучень

Немає вилучених джерел

Модифікації

Виявлено модифікації тексту. Детальна інформація доступна в онлайн-звіті.

Замінені символи

15

Підозріле форматування

13 сторінок

Mon Dec 05 12:03:28 EET 2022, Стетков Віктор Іванович, Хмельницький національний університет.

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 1.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 8%

ID: 108954 Назва: Метод формування смуги пропускання радіотехнічних пристроїв Додано в БД: 2022-12-05 Автор: Цімар Валерій Олександрович Руководители: Мішня Віктор Володимирович Консультанты: Опоненты:	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	67598	1033	488 (1%)	8 (1%)

Источники плагиата

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы

РІШЕННЯ

кафедри телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

ПРО ДОПУСК МАГІСТЕРСЬКОЇ ДИПЛОМНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Метод формування смуги пропускання радіотехнічних пристроїв

Автор: Цімар Валерій Олександрович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: к.т.н., доцент Мішан Віктор Володимирович

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	-
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	відповідає
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

Підтвердження: Виявленні запозичення не є плагіатом так як розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження (є власні терміни, визначення тощо), складають 0,73% та мають посилання на приведеній список літературних джерел.

«04» грудня 2022 р.

Науковий керівник

Завідувач кафедрою ТМІТ



Віктор МІШАН

Сергій ПІДЧЕНКО

ВІДГУК

на дипломну роботу

студента групи ТРМ-21-1 Валерія ЦІМАРА

«Метод формування смуги пропускання радіотехнічних пристроїв»

У даній роботі запропоновано новий метод проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента. Даний метод імітує «методологію проектування внесених втрат смугових фільтрів». По суті, це підхід до широкосмугового узгодження, що підвищує ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання. Загалом, ці широкосмугові компактні елементи повинні використовуватися в класичній конструкції масиву. Подальше розширення смуги пропускання за допомогою ФР для елементів антени з властивими множинними резонансами, як патчі зі слотами або усіченими краями, є нашим наступним завданням. Очікується, що притаманна їм більш широка смуга пропускання в ефективності випромінювання забезпечить кілька вищих смуг пропускання при використанні даного методу ФР.

Актуальність роботи полягає у аналізі методу проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента.

Під час роботи над дипломною роботою Валерій ЦІМАР виконав детальний аналіз вітчизняної, закордонної технічної літератури та патентних матеріалів, що дозволило прийняти оптимальні рішення під час виконання роботи.

У процесі виконання дипломної роботи Валерій ЦІМАР проявив креативність, ініціативність, старанність, наполегливість, здатність та вміння застосовувати набуті знання для вирішення складних завдань, обізнаність у сучасних системних та інформаційних технологіях.

Дипломну роботу виконано на високому технічному рівні, вона має безперечну актуальність в області сучасних телекомунікацій, а студент Валерій ЦІМАР заслуговує оцінки «відмінно».

Керівник:
к.т.н., доцент



Віктор МІШАН

РЕЦЕНЗІЯ

на магістерську дипломну роботу
тема: «Метод формування смуги пропускання радіотехнічних пристроїв»
студент групи ТРм-21-1 Валерія ЦІМАРА

У дипломній роботі представлено метод FR для проектування компактних патч-антен із розширеною смугою пропускання та показано характерні випадки конструкції. Підхід одного патча з кількома каналами дає змогу збільшити пропускну здатність, але з розміром одного патча. Вибір більшої кількості точок живлення з використанням різних форм патчів може додатково збільшити пропускну здатність. Комбінація антени біжучої хвилі з багатоканальними випромінювачами справді дає значне розширення смуги пропускання, але за рахунок косого променю через різницю фаз у -90° , спричинену інверторами імпедансу.

Важливо, що отримані широкосмугові компактні елементи можна використовувати в стандартній конструкції масиву, але лише з притаманною їм круговою поляризацією. Для лінійної поляризації можна використовувати компактні елементи як прямокутні ділянки з двома симетричними точками живлення, оскільки поляризація зберігається через FR.

В цілому дипломну роботу виконано на високому технічному рівні, вона має безперечну актуальність в області сучасних технологій телекомунікацій, а здобувач вищої освіти Валерій ЦІМАР заслуговує оцінки «*відмінно*».

Опонент:

к.т.н., доцент кафедри

фізики та електротехніки



Олександр СРЬОМЕНКО