

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет інформаційних радіотехнологій і технічного захисту інформації
Кафедра комп'ютерної радіоінженерії і систем технічного захисту інформації

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Пояснювальна записка

другий (магістерський)

(рівень вищої освіти)

ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕХНОЛОГІЇ ЗБОРУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПОЛІВ
ВІД РІЗНИХ ДЖЕРЕЛ ДЛЯ БЕЗПРОВІДНОГО ЖИВЛЕННЯ СИСТЕМИ
МОНІТОРИНГУ ПІДВІСКИ АВТОМОБІЛЯ

(тема)

Виконав:

студент 2 курсу, групи РТм-20-1

Сахаров Ігор Андрійович

(прізвище, ініціали)

Спеціальність 172

Телекомунікації та радіотехніка

Тип програми освітньо-професійна

Освітня програма Радіотехніка

Керівник доц. В. Г. Лихограй

(підпис)

(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту:

Зав. кафедри

(підпис)

проф. Антіпов І.Є.

(посада, прізвище, ініціали)

2021 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет інформаційних радіотехнологій і технічного захисту інформації
 Кафедра комп'ютерної радіоінженерії і систем технічного захисту інформації
 Рівень вищої освіти другий (магістерський)
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
 Тип програми освітньо-професійна
(код і повна назва)
 Освітня програма Радіотехніка
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри _____
(підпис)

« _____ » _____ 20 ____ р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові Сахарову Ігорю Андрійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Дослідження технології збору електромагнітних полів від різних джерел для безпроводного живлення системи моніторингу підвіски автомобіля»

затверджена наказом по університету "8" 11 2021 р. № 1690 Ст

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії: 10.12.2019

3. Вихідні дані до роботи: спроектувати засобами комп'ютерного моделювання (CAD) двозахідну логарифмічну спіральну та патч антени у складі ректени діапазону ISM 2.4 ГГц з такими параметрами (характеристиками):

3.1 Робоча смуга частот: 2.4-2.5 ГГц;

3.2. Коефіцієнт підсилення антени в робочій смузі частот: 1 – 5 дБі;

3.3. КСХН не більше 3 в робочій смузі частот;

3.4. Діаграма направленості: в азимутальній площині ± 90 град; по куту місця ± 90 град.

3.5. Поляризація: вертикальна або горизонтальна;

3.5. Вхідний опір антени: $Z_0=50$ Ом;

3.6. За результатами моделювання запропонувати макети антен у складі ректен.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:

4.1. Вступ

4.2. Огляд альтернативних джерел живлення радіоелектронних засобів.

4.3. Огляд сучасних ректенних систем та антен у їх складі.

4.4. Результати моделювання засобами CAD характеристик антени у складі ректени, розробка макету антени та дослідження її характеристик.

4.5. Висновки

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів):

Презентація, але не менше 10 слайдів (огляд альтернативних джерел живлення радіоелектронних засобів; огляд сучасних ректенних систем та антен у їх складі; результати моделювання засобами САД характеристик антени у складі ректени, розробка макету антени та дослідження її характеристик).

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи (проекту)	Термін виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Огляд літератури	4.11.2021-18.11.2021	
2	Вибір напрямку дослідження	10.11.2021-19.11.2021	
3	Комп'ютерне моделювання антени	15.11.2021-25.11.2021	
4	Експериментальні дослідження антени	19.11.2021-30.12.2021	
5	Висновки по роботі	1.12.2021-10.12.2021	
6	Оформлення та здача роботи	1.12.2021-10.12.2021	

Дата видачі завдання _____

Студент _____ Сахаров І. А.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи) _____ Лихоград В.Г.
(підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 96 с., 52 рис., 7 табл., 1 додаток, 8 джерел.

РЕКТЕНА, ДИПОЛЬ, КОЕФІЦІЄНТ ПІДСИЛЕННЯ АНТЕНИ, КСХН, САД

Об'єкт дослідження. Процеси функціонування ректен у складі бездротової системи альтернативного живлення бортової системи контролю підвіски автомобіля.

Предмет дослідження. Антени у складі ректенних систем.

Мета роботи – розробка засобами комп'ютерного моделювання антен для ректен у складі систем альтернативного живлення радіоелектронних засобів різного призначення.

Наведені результати комп'ютерного моделювання засобами САД двозахідної логарифмічної спіральної та патч антен для роботи у смузі частот 2400-2500 МГц,

Область застосування – системи альтернативного живлення радіоелектронних засобів різного призначення.

ABSTRACT

Explanatory note: 96 p., 52 fig., 7 table, 1 appendix, 8 sources.

RECTENNA, DIPOLE, ANTENNA'S GAIN FACTOR, VSWR, CAD

Object of study. Processes of rectenna's functioning as a alternative part of wireless power supply of car suspension control system.

Processes of functioning of rectenna as a part of alternative power supply of radio electronic means of various purposes.

Subject of study. Antennas as part of rectenna's systems.

The purpose of the work is development by means of computer modeling of antennas for rectenna's for work as a part of systems of alternative power supply of radio electronic means of various purposes.

The results of computer simulation by means of CAD of of two-way logarithmic spiral and patch antennas for operation in the frequency band 2400-2500 MHz are presented, which demonstrates good agreement with the measurement results.

The application area are alternative power supply systems for various purposes.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ..	7
ВСТУП	8
1. АЛЬТЕРНАТИВНІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ	10
1.1 Принципи побудови інтелектуальних бездротових мереж сенсорів.....	10
1.2. Система контролю технічного стану підвіски автомобіля	12
1.3. Альтернативні джерела живлення СКПА.....	15
1.4. Видобування радіочастотної енергії з ЕМ поля.....	19
1.4.1. Спеціальна антена (ректена) для перетворення падаючого ЕМ поля в постійний струм.....	21
1.4.2. Архітектура та побудова схем випрямлення RF-DC.....	22
1.5. Реалізація RF ЕН живлення малопотужних пристроїв в контексті бездротової передачі потужності.....	24
1.5.1. Дистанційне живлення і ККД передачі потужності.....	26
1.5.2. Дистанційне живлення і чутливість за потужністю.....	29
Висновки до розділу 1.....	31
2. ОГЛЯД АНТЕН У СКЛАДІ СИСТЕМ ВИДОБУВАННЯ RF ЕНЕРГІЇ	32
2.1 Основні параметри антен.....	32
2.2 Антени у складі ректенн.....	40
2.2.1. Об'ємні спіральні антени.....	41
2.2.2. Площинні спіральні антени.....	43
2.2.3. Мікрострічкові патч (patch) антени.....	56
2.2.4. Приклади побудови антен для схем збору RF енергії.....	59
Висновки до розділу 2.....	65
3. ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ АНТЕН ДЛЯ СИСТЕМ ВИДОБУВАННЯ RF ЕНЕРГІЇ.....	66
3.1. Дослідження характеристик двозахідної логарифмічної спіральної антени	66
3.2. Дослідження характеристик патч антени	69
Висновки до розділу 3.....	83
ВИСНОВКИ.....	84
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	86
ДОДАТОК А Графічні матеріали.....	87

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ

ДН – діаграма направленості антени

ЕМ – електромагнітний

МСА – мікροстрічкова антена

КП – коефіцієнт підсилення антени

КБВ - коефіцієнт біжучої хвилі

ККД - коефіцієнт корисної дії

КСХН - коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі

КСХ - коефіцієнт стоячої хвилі

САРД – системи абонентського радіодоступу

ССМРЗ – системи стільникового мобільного радіозв'язку

RF EH - RF Energy Harvesting (видобування RF енергії з навколишнього середовища)

RMPA – rectangular micro-strip patch antenna (мікросмужкова патч антена)

SNR – Signal-to-Noise Ratio (відношення сигнал/шум)

VSWR - Voltage Standing Wave Ratio (коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі)

WPT - Wireless Power Transmission (радіочастотна (бездротова) передача енергії)

WSN – Wireless Sensor Networks (інтелектуальні бездротові середовища (мережі) сенсорів)

ВСТУП

Одним з напрямків розвитку сучасних систем бездротової передачі інформації є створення інтелектуальних бездротових середовищ (мереж) сенсорів (WSN - Wireless Sensor Networks), в яких безліч пристроїв і датчиків (сенсорів), взаємодіючи між собою, здійснюють передачу великого масиву різної інформації. Стрімкий розвиток WSN сприяє успішному практичному впровадженню актуальних і, безумовно, затребуваних комунікаційних технологій для підтримки нової якості обміну інформацією, послуг, сервісів і додатків. Наприклад, на основі WSN можна здійснювати віддалений моніторинг різних конструкцій, механізмів, вузлів і деталей, стану здоров'я людини і т.д. [1, 2]. Привабливою особливістю WSN, є те, що їх датчики можуть працювати в природних, промислових або небезпечних і навіть агресивних середовищах. Важливим при реалізації WSN є їх енергоефективні автономні недорогі рішення живлення з низьким рівнем енергоспоживання.

Стосовно видобування енергії з навколишнього середовища ідея бездротового енергопостачання малопотужних радіо пристроїв шляхом видобування енергії ЕМ поля з допомогою ректенн з подальшим перетворенням її в постійний струм є найбільш перспективною і вже має багато прикладів практичного застосування.

Основним елементом для перетворення радіочастотної енергії в потужність постійного струму, є випрямна антена, яка також називається ректенна (rectenna). Ректенна відповідає за збір енергії РЧ сигналів в широкому діапазоні різних частот.

Головна функція ректени - це перетворення RF енергії в енергію постійного струму з високим ККД перетворення, для чого потрібно забезпечити: збір максимальної потужності для подальшого випрямлення та придушення вищих гармонік, що генеруються діодами схеми випрямлення і в подальшому перевипромінюються антеною що також призводить до зменшення ККД.

Для вирішення задачі побудови ефективної схеми збору RF енергії на перше місце виступає створення широкосмугових ректенних антенних решіток, здатних приймати високий рівень RF потужності від різних джерел в широкій смузі частот з лінійною, а краще круговою поляризацією. АР збільшує падаючу потужність, що надходить на діоди для випрямлення. Антенна решітка є ефективним засобом збільшення прийнятої RF потужності, але між розмірами антени і її коефіцієнтом підсилення існує компроміс. Антена з круговою поляризацією забезпечує прийом RF потужності з меншою неузгодженістю по поляризації.

З урахуванням технологій, застосовуваних на WSN, і технологій бездротової передачі енергії можна вирішити завдання побудови бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля (СКПА). Доцільність застосування зазначених технологій обумовлена особливістю бортової СКПА: її електронна схема та датчики розміщуються на рухомій частині підвіски автомобіля, а прокладання провідних ліній живлення та ліній передачі даних від них на систему обробки (бортовий

комп'ютер), що встановлюється зазвичай на нерухомій (кузовній) частині автомобіля, є проблематичним і здебільшого скрутним.

Магістерська робота присвячена комплексним дослідженням, пов'язаним з розробкою бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля і проектуванням антен у складі системи альтернативного живлення для неї.

Структура роботи побудована в такий спосіб. У розділі 1 подано огляд бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля та альтернативних джерел живлення радіоелектронних засобів. У розділі 2 розглянуто сучасні ректенні системи для побудови альтернативних джерел живлення та антен у їх складі. У розділі 3 засобами САД проведено проектування двозахідної логарифмічної спіральної та патч антен у складі ректен і проведено дослідження її характеристик.

Мета роботи – розробка бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля та проектування антен у складі систем альтернативного живлення радіоелектронних засобів різного призначення.

Зміст задач поставлених у магістерській роботі:

1. Огляд альтернативних джерел живлення радіоелектронних засобів (видобування RF енергії з навколишнього середовища (RF EH - RF Energy Harvesting) та радіочастотна (бездротова) передача енергії (WPT - Wireless Power Transmission)).

2. Бездротова бортова система контролю підвіски автомобіля.

3. Огляд сучасних ректенних систем та антен у їх складі.

4. Моделювання засобами САД антен у складі ректен.

5. Розробка макетів антен для ректен та дослідження її характеристик.

Об'єкт дослідження. Процеси функціонування ректен у складі бездротової системи альтернативного живлення бортової системи контролю підвіски автомобіля.

Предмет дослідження. Антени у складі ректенних систем.

Методи дослідження. При вирішенні поставлених задач застосований математичний апарат теорії антен, методи обчислювальної математики й чисельного моделювання.

Наукова новизна роботи:

1. Проведене моделювання засобами САД двозахідної логарифмічної спіральної та патч антен для роботи у смузі частот 2400-2500 МГц, що демонструє добре узгодження з результатами вимірювань.

Положення, які виносяться на захист:

1. Огляд альтернативних джерел живлення радіоелектронних засобів.

2. Бездротова бортова система контролю підвіски автомобіля.

3. Огляд сучасних ректенних систем та антен у їх складі.

4. Результати моделювання засобами САД антен у складі ректен та дослідження характеристик розроблених макетів антен для роботи у складі ректен.

1. АЛЬТЕРНАТИВНІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ

1.1 Принципи побудови інтелектуальних бездротових мереж сенсорів

Сучасне суспільство розвивається в напрямку створення інтелектуальних середовищ, в яких безліч датчиків і пристроїв взаємодіють один з одним, надаючи безліч корисної інформації.

Типовий бездротовий сенсорний вузол в складі інтелектуальних бездротових середовищ (WSN - Wireless Sensor Networks) (рис.1) включає такі основні елементи [1]: блок сенсорів з аналогово-цифровим перетворювачем (Sensor Unit), процесорний блок з пам'яттю (Processor Unit), блок радіозв'язку (Communication RF Unit) і блок живлення (Power Unit).

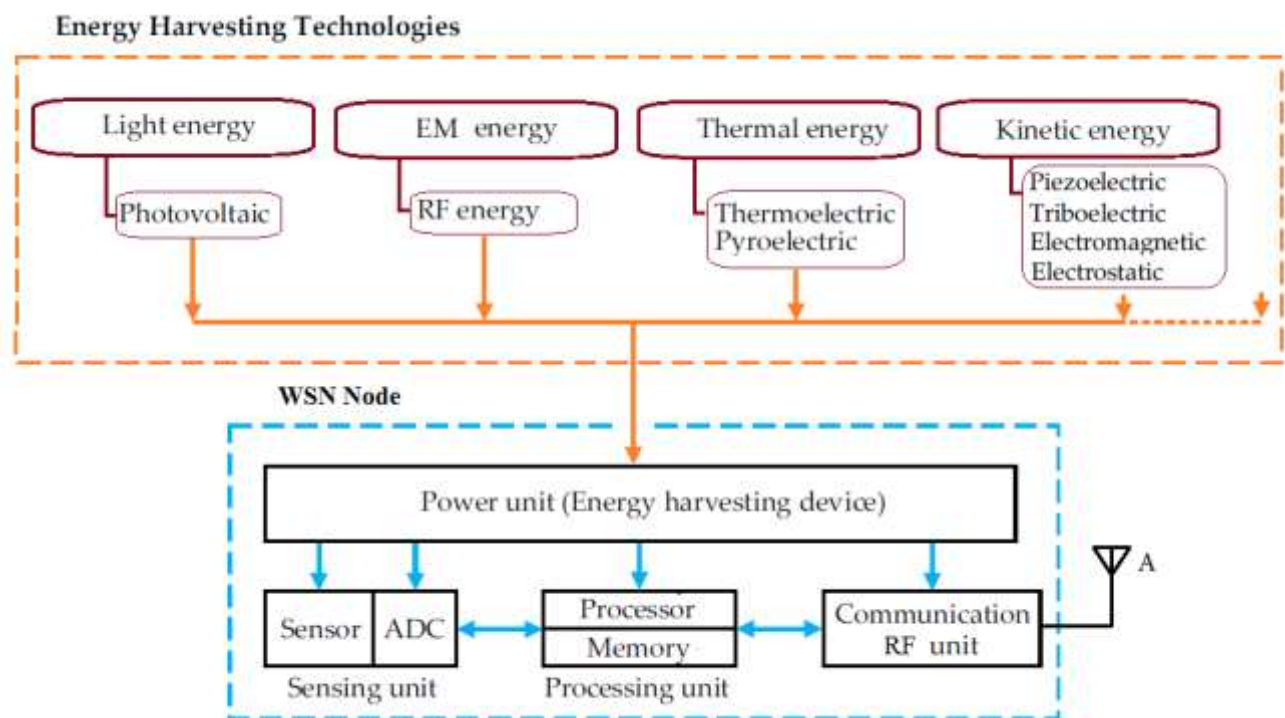


Рисунок 1.1 – Типовий бездротовий сенсорний вузол в складі WSN і його можливі способи живлення

Різні датчики (сенсори) перетворюють інформацію про значення контрольованих параметрів в електричні сигнали - напругу, струм, частоту і т.д. Після чого сигнали контрольованих параметрів перетворюються в цифровий код і

надходить в процесорний блок, наприклад, на базі мікроконтролера (МК), де з урахуванням значень цих сигналів і відповідно до закладеного в МК програмного забезпечення через виконавчі механізми (реле, електродвигуни, соленоїди, і т.д.) приймаються рішення з управління; або відображається інформація про технічний стан об'єкта управління в реальному масштабі часу. Блок радіозв'язку здійснює взаємодію вузла WSN з мережевими пристроями.

Вибір комунікаційних технологій при побудові WSN залежить від багатьох факторів, таких як споживача потужність пристрою (живлення від мережі або акумулятора), форм-фактор, пропускна здатність (потоківий трафік або окремі команди), інтеграція в існуючі системи і т.д.

Сьогодні для побудови мініатюрних автономних комунікаційних засобів WSN актуальними є такі бездротові технології як Wi-Fi (IEEE 802.11xx), Bluetooth (IEEE 802.15.1), Bluetooth Low Energy (Bluetooth LE, BLE), ZigBee, Thread (IEEE 802.15.4) і ін. На їх основі можна створювати інтелектуальні WSN для обміну даними між пристроями різних мереж. У табл. 1.1 наведені типові характеристики зазначених радіотехнологій, актуальних для задач WSN для обміну даними [1].

Таблиця 1.1 – Порівняльні характеристики технологій бездротових мереж

Протокол	ZigBee	Thread	Bluetooth LE	Wi-Fi (IEEE 802.11n)
Діапазон частот	ISM 2.4 ГГц	ISM 2.4 ГГц	ISM 2.4 ГГц	ISM 2.4 ГГц
Пропускна здатність	250 кбіт/с	250 кбіт/с	до 2 Мбіт/с	до 600 Мбіт/с
Дальність зв'язку	<100 м	<100 м	<300 м	<1000 м
Споживана потужність:				
- режим очікування:	4 мкВт		8 мкВт	300 мкВт
- режим передачі:	84 мВт		60 мВт	350 мВт
- режим прийому:	72 мВт		53 мВт	270 мВт

Аналіз наведених даних табл.1 показує, що радіокомунікаційні технології BLE, ZigBee і Thread, що працюють в діапазоні ISM 2.4 ГГц (Industrial Scientific Medical), мають найнижчі показники енергоспоживання (від одиниць мікروات до десятків міліват), що є привабливим для організації живлення вузлів WSN на основі альтернативних джерел енергії.

Важливим компонентом будь-яких вузлів WSN є реалізація її ефективних підсистем та схем живлення!

1.2. Система контролю технічного стану підвіски автомобіля

Одним із напрямків розвитку сучасних систем бездротової передачі інформації є створення інтелектуальних бездротових середовищ (мереж) сенсорів (WSN – Wireless Sensor Networks), у яких безліч пристроїв та датчиків (сенсорів), взаємодіючи між собою, здійснюють передачу великого масиву різної інформації. Стрімкий розвиток WSN сприяє успішному практичному впровадженню актуальних та, безумовно, затребуваних комунікаційних технологій для підтримки нової якості обміну інформації, послуг, сервісів та додатків. На основі WSN можна здійснювати віддалений моніторинг різних конструкцій, механізмів, вузлів та деталей, стану здоров'я людини тощо [1].

З урахуванням технологій, застосовуваних у WSN, і технологій бездротової передачі енергії можна вирішити завдання побудови бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля (СКПА). Доцільність застосування зазначених технологій обумовлена особливістю бортової СКПА: її електронна схема та датчики розміщуються на рухомій частині підвіски автомобіля, а прокладання провідних ліній живлення та ліній передачі даних від них на систему обробки (бортовий комп'ютер), що встановлюється зазвичай на нерухомій (кузовній) частині автомобіля, є проблематичним і здебільшого скрутним.

При побудові СКПА важливою умовою є вибір її елементної бази, від параметрів якої залежить ефективність передачі про стан підвіски на бортовий комп'ютер і значною мірою можливості організації бездротового живлення її

компонентів. Зовнішній вигляд передньої підвіски автомобіля та можливий варіант розташування сенсорів наведено на рис. 1.2 [1].

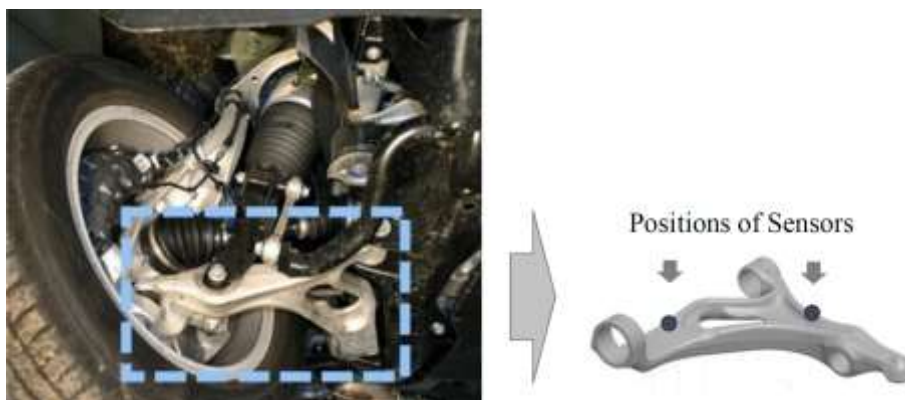


Рисунок 1.2 – Зовнішній вигляд підвіски автомобіля та варіант розміщення на ній датчиків

Відправною точкою розробки системи діагностики є вибір датчиків, що визначають конструктивні зміни (розтягування, стиснення, скручування) окремих ділянок підвіски. Вимірювання деформації є одним із найскладніших у техніці електричних вимірювань, яке проводиться за допомогою тензорезистивних перетворювачів [1]. Складність вимірів визначається малим діапазоном зміни опору тензорезистора під впливом деформації. Зміна опору тензорезистора є надзвичайно малою і становить близько $0,0002$ Ом для опору 120 Ом при деформації 1 мкм/м. Так, деформація 1000 мкм/м (відповідна до збільшення напруги в сталі приблизно 200 МПа) змінює опір тензорезистора всього на 0.2 Ом. Для перетворення настільки малих змін опору на вихідні сигнали, використовуються мостові схеми Уїтстона. Залежно від кількості тензорезисторів, що включаються до вимірювального мосту, можливі різні схеми включення (рис. 3): «чверть міст» та «напівміст» [1].

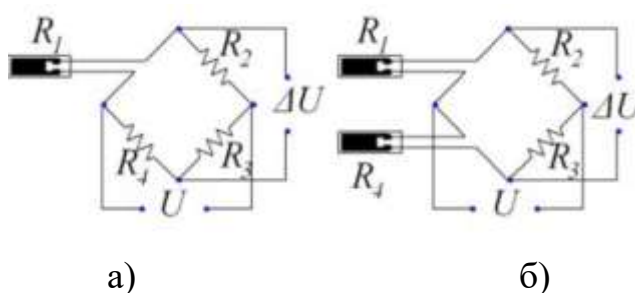


Рисунок 1.3 – Модифікації вимірювального мосту: «чверть міст» а) та «напівміст» б)

У схемі «чверть мосту» (рис. 1.3, а) використовується двопровідне підключення, яке є найбільш надійним та економічним через мінімальну кількість проводів, але використовується у випадку, коли температура навколишнього середовища практично не змінюється. Якщо ж температура середовища змінюється, то температурна зміна опору з'єднувальних проводів сприймається вимірювальним пристроєм як деформація об'єкта. З цієї причини замість схеми «чверть мосту» доцільно використовувати «напівмост» з трипровідним підключенням (рис. 1.3, б), при якому другий тензорезистор знаходиться в таких же температурних умовах, що конструкція підвіски і є компенсаційним. Як тензосенсори обрані тензорезистори фірми НВМ [1].

Тензорезистори, включені за мостовою схемою, перетворюють деформації підвіски в електричні сигнали, які підсилюються і перетворюються на цифровий код за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП), наприклад, типу ADS1231 [1]. З виходу АЦП цифрові сигнали надходять на схему обробки СКПА (рис. 1.1).

Аналіз існуючих технічних рішень показав, що схему обробки СКПА доцільно реалізувати з урахуванням спеціалізованих мультипротокольних мікроконтролерів (МК) сімейства STM32, серед яких можна вибрати STM32WB55 [1]. Цей МК цікавий тим, що у своєму складі має трансивер діапазону ISM 2,4 ГГц з підтримкою комунікаційних протоколів Bluetooth LE 5.0, ZigBee і Thread (стандарт IEEE 802.15.4).

Таким чином, з виходу АЦП ADS1231 сигнали надходять на мікроконтролер STM32WB55 для обробки та передачі результатів по радіоканалу (технології BLE, ZigBee, Thread) на бортовий комп'ютер (On-board CPU), який відповідно до програмного забезпечення відображає інформацію про технічний стан підвіски реальний масштаб часу. З вище сказаного, на рис. 1.4 наведено можливий варіант схеми побудови системи контролю стану підвіски автомобіля.

Відмінною особливістю СКПА, що розробляється, є те, що її електронна схема і сенсори (тензорезистори) розміщені на рухомій частині підвіски, які важко жити за допомогою електричних проводів, тоді як основна частина системи обробки даних (бортовий комп'ютер) знаходиться на нерухомій (кузовній) частині

автомобіля. Тому ставиться завдання про можливість створення бездротової системи живлення електронної схеми СКПА з передачею даних радіоканалу в реальному масштабі часу на бортовий комп'ютер за допомогою енергоефективних комунікаційних технологій (див. табл. 1.1).

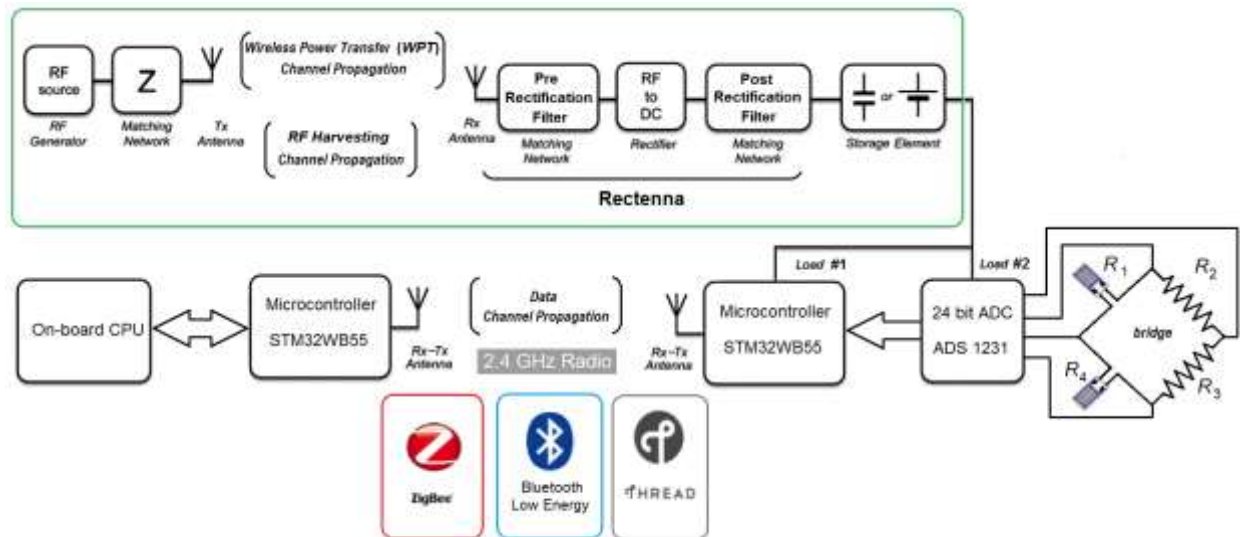


Рисунок 1.4 – Структурна схема системи контролю технічного стану підвіски автомобіля

У верхній частині рис. 1.4 наведено два варіанти живлення електронної схеми СКПА, встановленої на рухомій частині підвіски автомобіля. У першому варіанті живлення здійснюється за рахунок цілеспрямованої передачі радіочастотної енергії (WPT - Wireless Power Transmission) на ректену, яка перетворює її в постійний струм. У другому варіанті живлення передбачається вилучення радіочастотної енергії з навколишнього простору (RF EH - RF Energy Harvesting).

1.3. Альтернативні джерела живлення СКПА

При вирішенні різних практичних задач багато пристроїв WSN можуть працювати в умовах, коли заміна батарей живлення є незручною або навіть неможливою. Це є серйозною проблемою, яка стримує застосування WSN при вирішенні важливих актуальних прикладних задач. З цієї причини альтернативні

джерела енергії можуть стати ефективним рішенням в усуненні зазначених вище проблем, які в часто стримують практичну реалізацію WSN.

Для видобування енергії з навколишнього середовища потрібні деякі особливі умови, такі як: денне світло для робота джерел сонячної енергії, вітер - для джерел енергії вітру або рух - для джерел кінетичної енергії. Як наслідок, використання природних джерел у багатьох випадках не завжди знаходить застосування. З іншого боку, електромагнітна (electromagnetic EM) або радіочастотна (RF - radio frequency) енергія є джерелом, створеним людиною, яка не залежить ні від погодних умов, ні від часу доби. Це дуже привабливо для живлення без проводів віддалених пристроїв в т.ч. ІОТ. Крім того, постійно виникають комерційні, персональні бездротові радіо- системи і пристрої відкривають можливість прийому доступної RF енергії цілодобово в режимі 24/7 в будь-якому місці в будь-який час.

Стосовно першого підходу видобування енергії з навколишнього середовища (EH) можна виділити (рис.1): падаючу сонячну енергію (Light Harvesting) денного світла; електромагнітну (EM - Electromagnetic) або радіочастотну (RF - Radio Frequency) енергію різних джерел радіовипромінювання (RF Harvesting); теплову енергію (Thermal Energy Harvesting) в результаті перетворення зміни температури навколишнього середовища в електричну енергію; кінетичну / потенційну енергію від джерел механічного руху (Mechanical Energy Harvesting) [1].

Сонячне або штучне світло можна збирати і акумулювати завдяки фотоефекту (Photovoltaic). За допомогою сонячних батарей, виготовлених з напівпровідникових матеріалів, здійснюється пряме перетворення світлової радіації в електричну енергію, але переважно в денний час доби [1].

Електромагнітна або радіочастотна (EM / RF) енергія - це штучне джерело енергії, створене людиною, не залежить ні від погодних умов, ні від часу доби. Видобуття EM/RF енергії дуже привабливе для задач бездротового живлення віддалених пристроїв в т.ч. WSN. Крім того, постійно виникають нові комерційні та некомерційні бездротові радіо- системи і пристрої (стільниковий мобільний радіозв'язок, системи абонентського радіодоступу (Wi-Fi) і т.д.) відкривають нові

можливості прийому доступної RF енергії цілодобово в режимі 24/7 в будь-який час і практично в будь-якому місці.

Збір термоелектричної енергії (Thermoelectric) - це результат перетворення розсіяної теплової енергії в електричну за допомогою термоелектричних генераторів (термопар), що працюють на ефекті Зеебека [1]. Альтернативним способом перетворення теплової енергії є також піроелектричний ефект (Pyroelectric), умовою збору енергії якого є зміна в часі температури, в результаті чого інтенсивність спонтанної поляризації деяких діелектриків призводить до появи електричного поля [1].

Джерелами механічної енергії є різні види кінетичної / потенційної енергії (Piezoelectric, Triboelectric), викликані рухом / деформацією об'єктів або електростатичної енергії кулонівських сил (Electrostatic) [1]. Джерелами механічної енергії, наприклад, є вібрації працюючого двигуна, амортизаторів автомобіля, несучих конструкцій мостів та ін.

Вище перераховані способи видобування енергії з навколишнього середовища – це стійкі джерела зеленої енергії, які вимагають подальших досліджень і в перспективі можуть бути ефективно використані для вироблення корисної електроенергії. Порівняльні характеристики різних технологій виділення енергії з навколишнього середовища (ЕН) наведені в табл. 1.2 [1].

Аналіз ЕН джерел енергії (табл. 1.2) показує, що відповідні технології видобування енергії, будучи потенційно перспективними, поки що не знаходять широкого застосування для живлення WSN. Причиною тому є нестабільність видобування енергії в часі і в просторі, а також низька питома щільність енергії, яку можна видобувати стосовно розглянутих вище ЕН технологій. Отримувані в даний час щільності потоку видобутої потужності від джерел ЕН в ході перетворення недостатні для їх практичного застосування в WSN. З цієї причини слід звернути увагу на другий підхід - радіочастотну передачу енергії (WPT).

Таблиця 1.2 – Порівняльні характеристики деяких технологій ЕН

Технології/ параметри ЕН	Густина потoku видобутої потужності від джерела ЕН	Видобута густина потужності при перетворенні ЕН	КПД перетворення ЕН, %	Технології, пристрої ЕН
Світлова енергія (Light)	0.1 мВт/см ² (в помещ.)	10 мкВт/см ² (в помещ.)	10–24	Photovoltaic
	100 мВт/см ² (вне помещ.)	10 мВт/см ² (вне помещ.)		
Радіочастотна енергія (RF)	0.3 мкВт/см ² (900 МГц)	0.1 мкВт/см ²	50	Electromagnetic (EM), Radio Frequency (RF)
	0.1 мкВт/см ² (1800 МГц)			
Теплова енергія (Thermal)	100 мВт/см ²	1 – 10 мВт/см ²	3	Thermoelectric, Pyroelectric
Механічна енергія (Mechanical)	нема даних	100 мкВт/см ²	залежить від виду ЕН	Piezoelectric, Triboelectric, Electrostatic, EM

Видобування RF енергії з навколишнього EM поля (RF energy scavenging) є пристосовницький сценарій збору RF енергії з навколишнього трафіку систем радіозв'язку. Для підвищення можливостей збору RF енергії пристрої видобування енергії з навколишнього середовища повинні бути широкосмуговими [1] і покривати смуги частот популярних RF технологій і стандартів, зокрема таких як:

- цифрового телебачення (DTV) (470-610 МГц),
- систем стільникового мобільного радіозв'язку другого (2G) (GSM 900, GSM1800), третього (3G) (2,1 ГГц), четвертого (4G) (2,4 ГГц) поколінь;
- систем абонентського радіодоступу персонального, локального і міського рівня охоплення користувачів (2,4 і 5 ГГц), але перш за все Wi-Fi.

Проте у загальному випадку для бездротового живлення пристроїв WSN різного призначення можна виділити такі підходи [3]:

- видобування RF енергії з навколишнього середовища (RF EH - RF Energy Harvesting);

– радіочастотна (бездротова) передача енергії (WPT - Wireless Power Transmission).

Стосовно видобування енергії з навколишнього середовища ідея бездротового енергопостачання малопотужних радіо пристроїв шляхом видобування енергії ЕМ поля з допомогою ректенн з подальшим перетворенням її в постійний струм є найбільш перспективною і вже має багато прикладів практичного застосування.

Друга концепція, а саме цілеспрямована передача RF енергії (WPT), передбачає наявність строго визначених джерел RF енергії. Величина переданої потужності контролюється RF джерелом, а зібрана енергія зазвичай більше, ніж при добуванні корисної RF енергії з навколишнього простору (energy scavenging). В цьому дослідженні основна увага приділяється радіочастотній передачі енергії в дальній зоні і зоні Френеля.

Щодо бездротової передачі енергії (WPT) взагалі, то в роботі не розглядаються питання RF передачі енергії в ближній або індуктивній зоні, що широко використовується в технологіях радіочастотної ідентифікації (RFID - Radio Frequency IDentification). Технології RFID засновані на індуктивних, ємнісних або резонансних зв'язках і також забезпечують бездротову передачу енергії і живлення, але в безпосередній близькості між пристроями.

1.4. Видобування радіочастотної енергії з ЕМ поля

Сьогодні видобування RF енергії з навколишнього середовища (RF EH) в діапазонах ISM не тільки багатообіцяюча, але і цілком реальна і деякі компанії, такі як Powercast Corporation, AnSem і MicroChip і ін. пропонують варіанти створених ними комплектів обладнання для збору RF енергії (Energy Harvest). До сих пір комерційні комплекти використовували виключно частоту 915 МГц діапазонів промислового, наукового і медичного використання (ISM – industry, science, medical) для вирішення задач видобування енергії з навколишнього середовища (EH). Проте ще потрібно провести велику роботу, щоб зробити WPT прийнятним, недорогим і простим у використанні рішенням дистанційного **живлення** (remote

powering). Зараз найважливішим є вирішення завдань високоефективного збору RF енергії радіочастотними модулями.

На жаль, системи радіозв'язку зазначених вище технологій і стандартів поки не випромінюють великі рівні потужності. Як наслідок, зібрана RF енергія досить низького рівня, до того ж її рівень непередбачуваний і некерований за місцем і часом. Але видобування RF енергії все ж залишається перспективним рішенням в майбутньому, оскільки збільшення трафіку систем радіозв'язку може зробити його більш надійним і сумісним з додатками WSN, чи IOT.

Цілеспрямована передача радіочастотної енергії передбачає використання особливо безліцензійних смуг частот для промислових, наукових і медичних цілей (ISM industry-science-medical): насамперед це діапазон 2.4 ГГц, але є привабливими діапазон 5.8 ГГц, і особливо з енергетичної точки зору є привабливим діапазон 915 МГц, тому що на більш низьких частотах передача енергії більш ефективна, проте розміри (площа) антен зростають. Величина переданої потужності при WPT визначається RF джерелом, а зібрана енергія може бути істотно більшою, ніж при EH. Таким чином, для живлення пристроїв WSN видається цікавим саме радіочастотний спосіб передачі енергії.

Загальна схема системи бездротової передачі радіочастотної енергії (RF WPT - RF wireless power transmission) показана на рис. 1.5 [2].

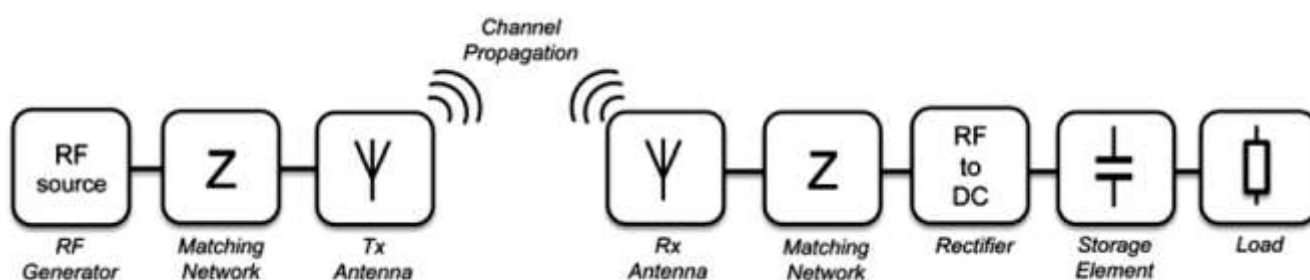


Рисунок 1.5 – Схема системи бездротової передачі радіочастотної енергії

Як видно з рис. 1.5, прийомна антена приймає електромагнітну енергію, що випромінюється RF джерелом, і перетворює її в RF струм, який через схему

узгодження імпедансів надходить на випрямляч для подальшого перетворення в потужність постійного струму, яка накопичується в запам'ятовуючому елементі.

Основна мета розгортання систем WPT - це створення компактних і ефективних рішень бездротового живлення. Більшість задач WPT пов'язано зі створенням модулів збору енергії, особливо антен в їх складі, оскільки саме конструкції антен (ректенн) визначають потенційні можливості ефективності RF перетворення і в кінцевому підсумку габарити RF модуля збору енергії.

Щодо використання сценарію радіочастотної передачі енергії (WPT) то тут зазвичай також використовуються безліцензійні смуги частот ISM: 915 МГц, 2.4 ГГц і 5.8 ГГц. На низьких частотах передача енергії більш ефективна, але при цьому розміри (площа) антен зростають. Компромісним рішенням між ефективністю перетворення WPT і розмірами модулів збору енергії є використання смуги частот 433 МГц – 6 ГГц.

1.4.1. Спеціальна антена (ректена) для перетворення падаючого ЕМ поля в постійний струм

Ректенна (rectenna) - це спеціальний тип антен, які перетворюють (випрямляють) падаюче на них ЕМ поле в постійний струм.

За останнє сторіччя розробка ректенн для бездротової передачі енергії (wireless power transmission) і космічної передачі сонячної енергії досягли великих успіхів в реалізації певних функцій і додатків, таких як системи ідентифікаційних міток (RFID tag), акумуляторні батареї або конденсатори для сенсорів, WLAN, WiMax, системи когнітивного радіо (cognitive radio), а також в медичних додатках.

На рис. 1.6 показана блок-схема ректенни, яка складається з таких компонентів [3]:

- власне антени;
- фільтра попереднього випрямлення, (LPF - low-pass prerectification filter);
- схеми випрямлення (rectifying circuit);
- прохідного фільтра постійного струму або фільтра послідуєного випрямлення (DC pass filter або postrectification filter).

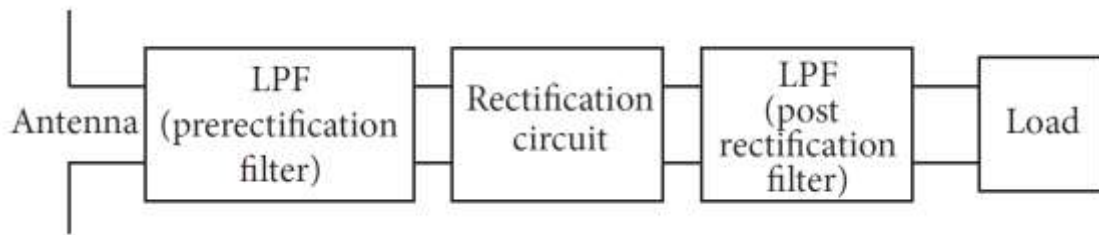


Рисунок 1.6 – Блок-схема ректени

Мікрохвильова антена збирає падаючу на неї радіочастотну потужність. Вхідний фільтр нижніх частот (ФНЧ) або фільтр попереднього випрямлення (LPF) придушує небажані вищі гармоніки, відбиті від елементів схеми випрямлення, а також забезпечує узгодження між антеною та схемою випрямлення. Схема випрямлення випрямляє змінний струм, індукований в антені мікрохвилями, а вихідний прохідний фільтр постійного струму (після випрямний фільтр) забезпечує шлях постійного струму до навантаження шляхом від окревлення високочастотних компонентів.

Ректенна відповідає за збір енергії РЧ сигналів в широкому діапазоні різних частот. Джерелами вхідної РЧ енергії можуть бути:

- системи абонентського радіодоступу (САРД) локального рівня охоплення користувачів (WLAN), як працюють в двох діапазонах неліцензованих частот 2,4 ГГц та 5,8 ГГц,

- САРД районного рівня охоплення користувачів (WiMax), як працюють в ліцензованих діапазонах частот 2,4 ГГц та 5,8 ГГц,

- системи стільникового мобільного радіозв'язку (ССМРЗ), починаючи з першого покоління (1G 5G)

- RFID (мікрохвильовий діапазон: 2,45, 5,8, 24,125 ГГц) і т.д.

1.4.2. Архітектура та побудова схем випрямлення RF-DC

Ректена в своєму складі може мати різні типи схем випрямлення [2], такі як одно шунтовий двоперіодний випрямляч (single shunt full-wave rectifier), двоперіодний мостовий випрямляч (full-wave bridge rectifier) або інші типи гібридних випрямлячів (hybrid rectifier). Один послідовно включений діод, який

також діє як півхвильовий випрямляч, є найбільш поширеним варіантом побудови схем випрямлення в ректеннах. Можна також використовувати півхвильовий паралельний випрямляч (half-wave parallel rectifier), подвоювач напруги (voltage doubler), що дозволяє теоретично подвоїти постійну вихідну напругу або двох діодний двоперіодний випрямляч (dual-diode full-wave rectifier) для підвищення ККД перетворення.

Схема перетворювача RF в постійний струм (випрямляча) побудована на перемножувачах напруги для забезпечення необхідної величини вихідної напруги постійного струму і показана на рис. 1.7 [2].

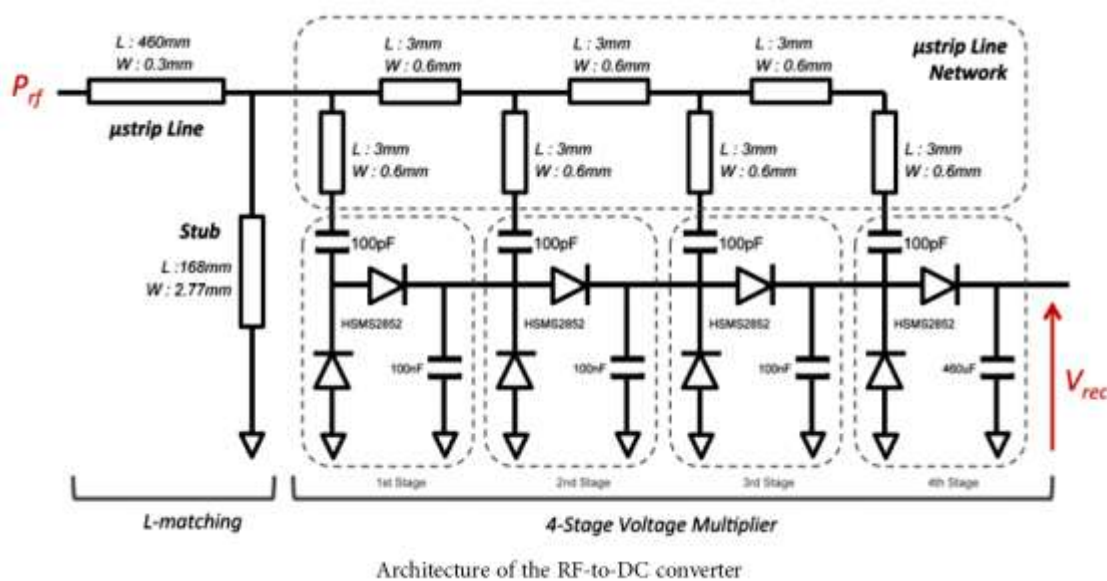


Рисунок 1.7 – Схема випрямляча RF в постійний струм) на перемножувачах напруги

Сценарії RF збору енергії типу EH відрізняються від збору енергії типу RFID. Додатки RF-ідентифікації (RFID – RF identification) є самими популярними системами, що використовують принцип живлення за рахунок RF передачі енергії. У пасивних RFID додатках, зчитувач передає RF потужність на мітку (tag), і таким чином встановлює зв'язок. Перетворювач RF в постійний струм розроблений таким чином, щоб забезпечити максимальний ККД передачі потужності мітці. Більшу частину часу зчитувач і мітка знаходяться близько один до одного по лінії прямої видимості і ці умови покращують передачу RF енергії. При цьому загальна кількість

потужності, яка доступна антені мітки досить велика і зазвичай становить $-15\dots-20$ дБм.

Відстань між RF джерелом і пристроєм EH становить від 0.5 до 10 м. Потужності, що збираються такими пристроями збору дуже низька і становить від -10 до -25 дБм, а дистанційне живлення є проблематичним. Такі схеми збору RF енергії повинні приймати і зберігати енергію протягом тривалого часу. Як тільки рівень накопиченої енергії стає достатнім, потужність може бути передана конкретному додатку. З цих причин випрямляч в складі пристрою збору RF енергії (RF energy harvesting) спочатку був спроектований для забезпечення максимальної ефективності щодо збільшення часу вилучення RF енергії (scavenging time) і ефективності такого видобування.

Перетворювач RF - постійний струм включає в себе схему узгодження у вигляді L -секції і N - ступінчастий помножувач напруги на діодах Шоткі від Avago (детекторні діоди Шоткі з нульовим поверхневим зміщенням (HSMS-285)).

Вибір діода Шоткі дуже важливий в конструкції випрямляча. Ключовим параметром є його гранична напруга V_{TH} . Коли в навколишньому середовищі доступні тільки низькі рівні потужності, амплітуда падаючого сигналу може бути близька або навіть бути нижчою рівня цієї напруги. Нижче цього значення напруги діод Шоткі більше не буде пропускати струм і втрати будуть значними. Для діодів Шоткі, що серійно випускаються, можна навести приклад діодів HSMS -2850 від Avago і SMS-7630 від Skyworks, що забезпечують найкращу ефективність перетворення в діапазоні 2,4 ГГц [2].

Зосередивши увагу на чутливості, перетворювач RF-DC проектується для максимізації випрямленої напруги при вхідній потужності близької до -20 дБм.

1.5. Реалізація RF EH живлення малопотужних пристроїв в контексті бездротової передачі потужності

Нижче наведені результати досліджень по реалізації схеми збору RF потужності (RF energy harvesting) в контексті завдань бездротової передачі енергії

(wireless power transfer) [2]. Авторами побудована двочастотна схема збору RF енергії на частотах 915 МГц і 2.44 ГГц, яка реалізована на основі загальнодоступних діодів Шоткі типу HSMS і конденсаторів в двох варіантах (рис. 1.8): з прямокутною мікросмужковою патч антеною (RMPA - rectangular micro-strip patch antenna) та дипольною антеною.

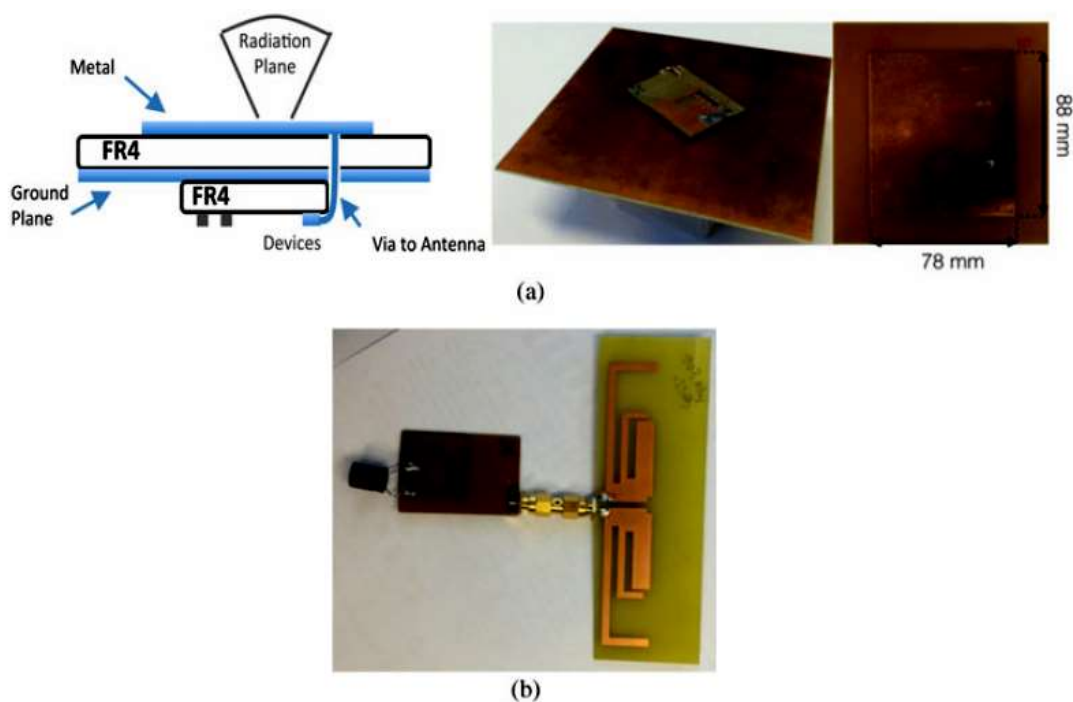


Рисунок 1.8 – Двочастотна схема збору RF енергії з допомогою патч (а) та дипольної (б) антен

У випадку RMPA антени плата перетворювача RF-DC включає схеми узгодження і випрямлення, які розміщені на задній стороні підкладки і з'єднується з випромінюючої стороною patch антени через перехід (рис. 1.8, а). У випадку дипольної антени, вона підключається до схеми випрямляча за допомогою SMA роз'єму (рис. 1.8, б) [2].

На рис. 1.9 наведено залежності зворотніх втрат S_{11} для випрямляча, патч-антени і дипольної антени, які отримані для двочастотної схеми збору RF енергії [2].

Для дводіапазонного видобування RF енергії з навколишнього середовища на основі патч антени зворотні втрати S_{11} вимірюються аналізатором ланцюгів HP8720 для вхідної потужності -20 дБм. Патч-антена, випрямляч і дипольная антена

налаштовані на частоти 915 МГц і 2,44 ГГц і мають низький рівень зворотних втрат ($S_{11} < -15$ дБ), як видно з рис. 1.9 [2].

Зворотні втрати патч антени кращі на 915 МГц, ніж при 2,44 ГГц, тому що максимальний імпеданс моди TM_{30} становить 31 Ω (рис. 6 і 7 з [2]). Режим TM_{30} не забезпечує імпеданс 50 Ω , оскільки не є основним.

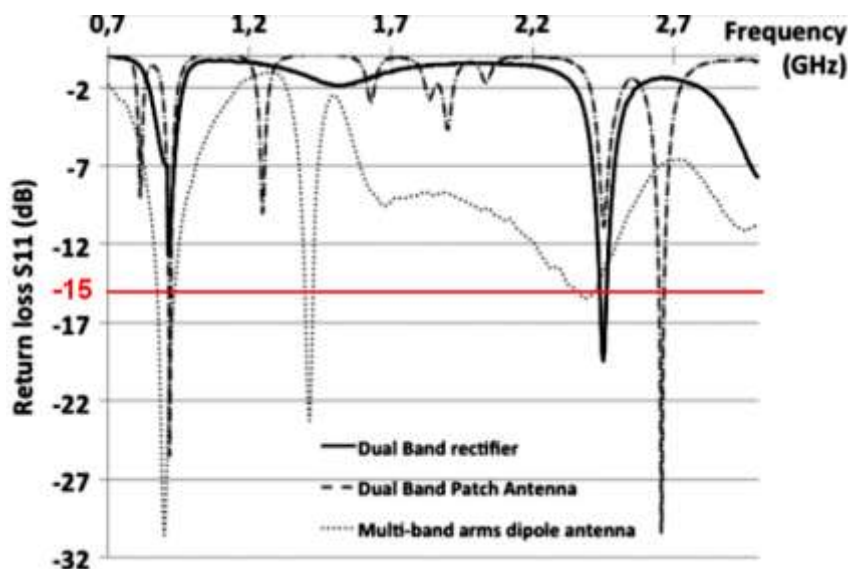


Рисунок 1.9 – Зворотні втрати S_{11} для випрямляча, патч-антени і дипольної антени, які отримані для двочастотної схеми збору RF енергії

1.5.1. Дистанційне живлення і ККД передачі потужності

В цьому розділі наведено експеримент побудови схеми RF ЕН живлення з антеною-випрямлячем, яка підключена до годинника, що імітує додаток з низьким енергоспоживанням (рис. 1.10) [2]. Відстань між RF джерелом і антеною 2м.

Годинник імітує різні сценарії передавання потужності. Для кожної комбінації RF потужності, потужність спочатку вимірюється за допомогою калібрувальної антени і вимірювача потужності. Потім вимірювання проводяться на ректені, де P_{eff} є співвідношення між потужністю, що надходить в навантаження (годинник) і потужністю, яка є на антені.

В проведених експериментах був розрахований коефіцієнт корисної дії (ККД) η , який визначається як відношення потужністю постійного струму, що подається на годинник, до RF потужності, яка зібрана антеною. Ефективність схеми

збору RF потужності на основі патч антени (а) і на основі дипольної антени (б) наведені на рис. 1.11 [2].

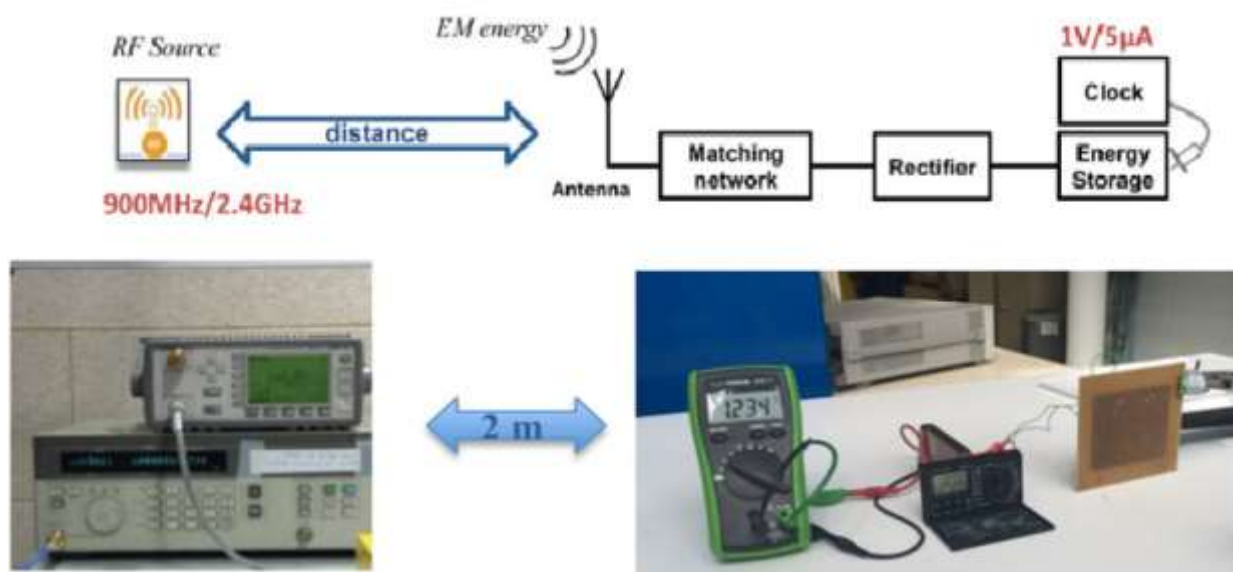
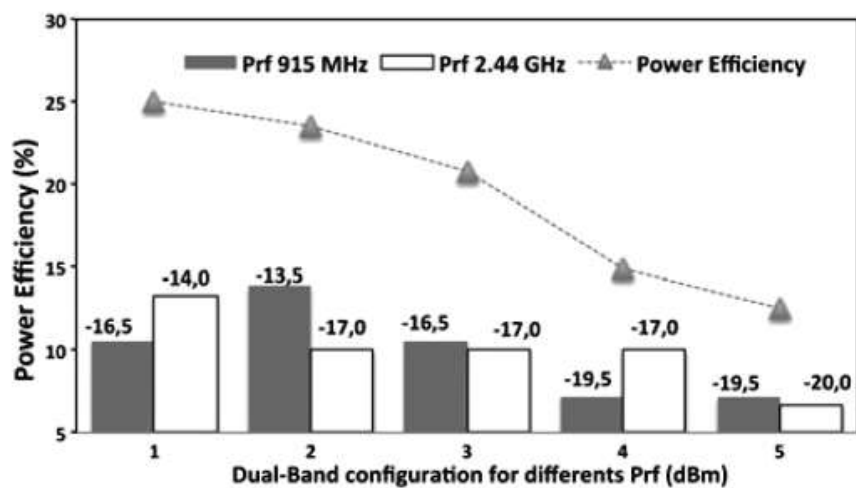


Рисунок 1.10 – Схема і зображення сцени дистанційного живлення годинника

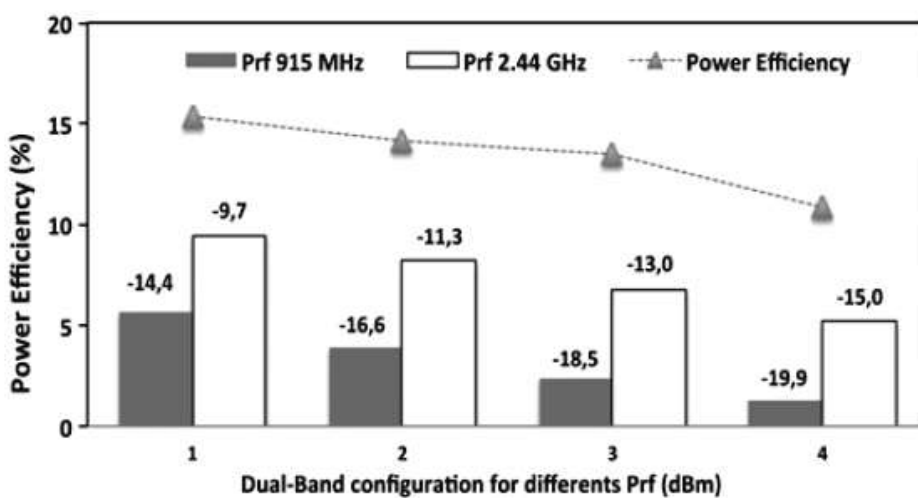
Мінімальна потужність, необхідна для включення годинника за допомогою схеми збору RF енергії на основі патч антени має рівень -19,5 дБм на частоті 915 МГц і -20 дБм на частоті 2,44 ГГц. При цьому коефіцієнт корисної дії схеми збору RF енергії становить 12,5%, що відповідає вихідній потужності постійного струму 2,7 мкВт / 1 В. Максимальний ККД становить 24%, що відповідає сумарній потужності -16,5 дБм на частоті 915 МГц і -14 дБм на частоті 2,44 ГГц. Схема збору RF енергії здатна забезпечити вихідну потужність постійного струму 15 мкВт.

Для включення годинника за допомогою схеми збору RF енергії на основі дипольної антени необхідно забезпечити мінімальну потужність на антені -19,9 дБм на частоті 915 МГц і -15 дБм на частоті 2,44 ГГц відповідно. Для цих умов дистанційного живлення ККД схеми збору RF енергії становить 11%. Така схема збору забезпечує потужність постійного струму 3,8 мкВт / 1,15 В. Максимальний ККД в цьому випадку становить 15,5% що відповідає вхідній потужності -14,4 дБм на частоті 915 МГц і -9,7 дБм при частоті 2,44 ГГц. Вихідна потужність постійного струму становить 21 мкВт.

Цей сценарій дистанційного живлення показує, що схема збору RF енергії на основі патч-антени демонструє кращу енергоефективність, ніж схема збору RF енергії з дипольною антеною. Ця різниця обумовлена різними коефіцієнтами підсилення (КП) антен. Як показано в [2], КП патч-антени більший (+0,8 дБ) на частоті 915 МГц і нижчий (-0,9 дБ) на частоті 2,44 ГГц, ніж у випадку дипольної антени. Однак випрямляч має ККД по потужності 17% на 915 МГц і лише 5% на 2,44 ГГц при вхідному сигналі -15 дБм. Як наслідок, схема збору RF енергії на основі патч-антени здатна отримувати більше потужності з сигналу на частоті 915 МГц, ніж схема збору RF енергії на основі диполя на частоті 2,44 ГГц.



(a)



(b)

Рисунок 1.11 – ККД схеми збору RF потужності на основі патч антени (а)
та дипольної антени (б)

Таким чином, краща ефективність схем збору RF енергії залежить від направлених характеристик (КП) антен в їх складі. Отже, загальна ефективність схеми збору RF енергії на основі патч-антени краща.

1.5.2. Дистанційне живлення і чутливість за потужністю

Чутливість за потужністю вимірюється аналогічно тому, як описано в розділі 1.4.1, але годинник при цьому відключений. Вихідна напруга вимірюється для різних комбінацій потужності, що збирається на антені в дводіапазонній конфігурації [2].

Щоб випрямити напругу 1 В постійного струму, в схемі збору RF енергії на основі патч-антени в дводіапазонній конфігурації матимемо: $-19,5$ дБм на частоті 915 МГц і -25 дБм на частоті 2,44 ГГц, що еквівалентно вхідній потужності $-18,4$ дБм (або 14 мкВт) (рис. 1.12, а) [2].

Аналогічно, в схемі збору RF енергії на основі дипольної антени при дводіапазонній конфігурації матимемо: $-22,1$ дБм на частоті 915 МГц і $-17,8$ дБм на частоті 2,44 ГГц (рис. 1.12, б) [2]. Еквівалентна вхідна потужність у цьому випадку становить $-16,5$ дБм (або 22 мкВт).

Схема збору RF енергії на основі патч-антени демонструє кращу чутливість, ніж у випадку схеми збору RF енергії на основі дипольної антени з тих же причин, про що було сказано вище. На рис. 1.12 наведена чутливість за потужністю тільки частини випрямляча, а загальна чутливість майже однакова для схеми збору RF енергії на основі диполя. Вона покращена на 1,8 дБ для схеми збору RF енергії на основі патч-антени завдяки більшому КП цієї антени на частоті 915 МГц.

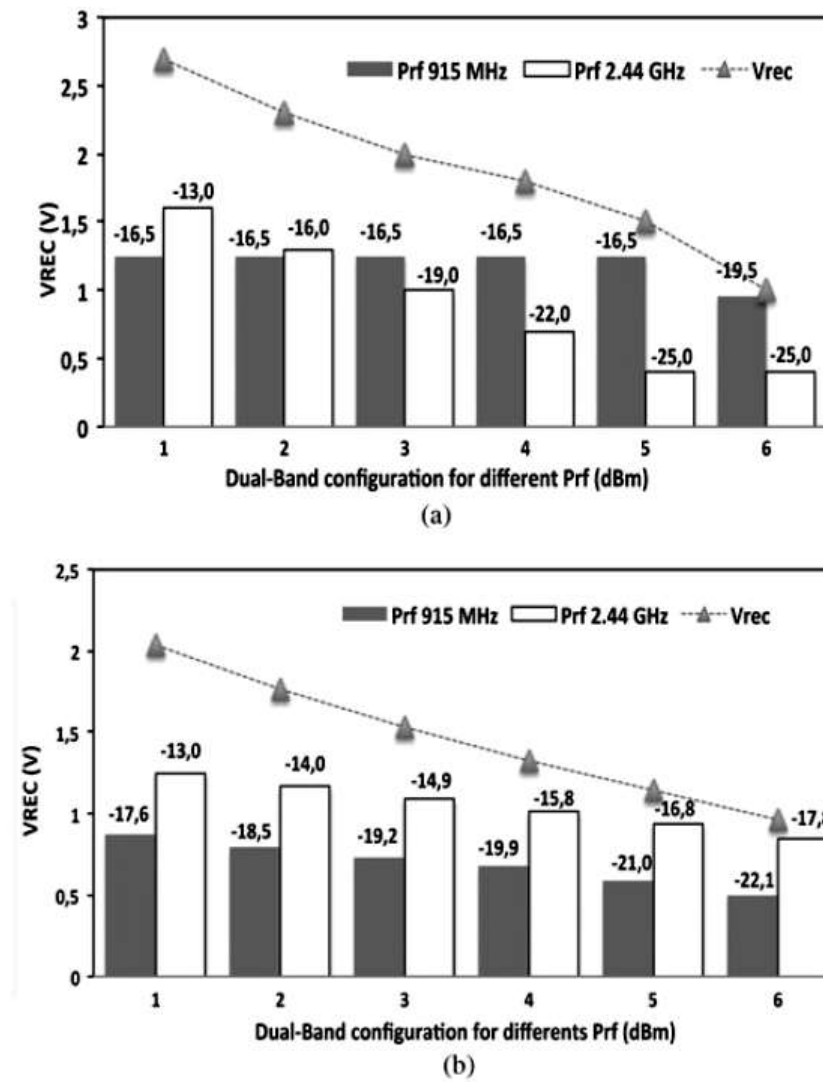


Рисунок 1.12 – Випрямлена напруга схеми збору RF потужності на основі патч антени (а) та дипольної антени (б)

Висновки до розділу 1

1. Альтернативні джерела енергії можуть стати ефективним рішенням в умовах, коли заміна батарей живлення бездротових сенсорних вузлів (WSN) є незручною або навіть неможливою.
2. Ідея бездротового енергопостачання малопотужних радіо пристроїв шляхом видобування енергії ЕМ поля з допомогою ректенн з подальшим перетворенням її в постійний струм є найбільш перспективною і вже має багато прикладів практичного застосування.
3. Розробка бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля та проектування антен у складі її системи альтернативного живлення є актуальною і перспективною.
4. У проведених експериментах живлення бездротових сенсорних вузлів ККД схеми збору RF енергії на основі патч антени становить 12,5%, що відповідає вихідній потужності постійного струму 2,7 мкВт / 1 В.

2. ОГЛЯД АНТЕН У СКЛАДІ складі систем видобування RF енергії РЕКТЕНН

Антенa – пристрій, призначений для випромінювання або прийому радіохвиль з оточуючого простору. Антенa здійснює перетворення енергії струму високої частоти в енергію радіохвиль (передавальна антенa) або, навпаки, перетворює енергію радіохвиль в енергію струму високої частоти (приймальна антенa).

До складу антени у багатьох випадках, окрім самої антени, входить ще лінія живлення (фідер), яка необхідна для передачі електромагнітних (ЕМ) хвиль з меншими втратами від передавача до антени або від антени до приймача. Для правильної роботи антени, лінія живлення не повинна мати антенного ефекту, тобто випромінювати або приймати радіохвилі, та бути узгодженою з антеною за хвильовим опором.

2.1 Основні параметри антен

Основними параметрами антен є:

- амплітудна характеристика направленості (діаграма направленості);
- коефіцієнт спрямованої дії;
- коефіцієнт підсилення;
- коефіцієнт стоячої хвилі,
- поляризаційні характеристики (узгодженість);
- хвильовий опір в точці живлення смуга пропускання та ін. [4].

Амплітудна характеристика направленості – це залежність напруженості випромінюваного антеною поля $E(\theta, \varphi)$ в точці спостереження A від азимутального кута φ та кута місця θ при $r = \text{const}$ в декартовій прямокутній або сферичній системі координат (рис. 2.1). Таким чином, амплітудною характеристикою направленості визначають спрямовані властивості антени концентрувати поле в певному напрямку простору навколо антени.

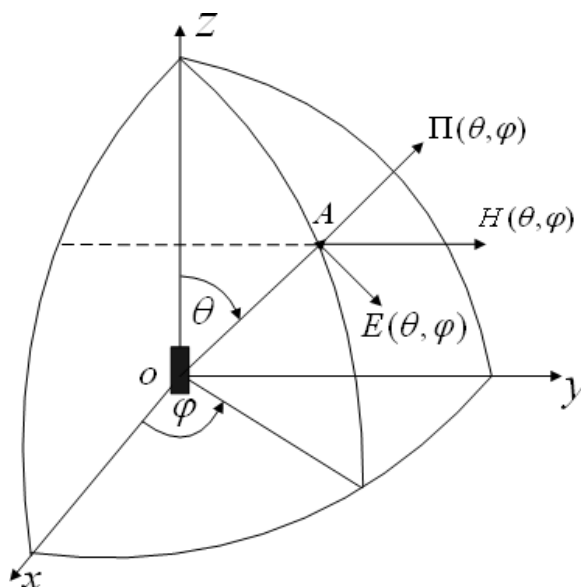


Рисунок 2.1 – Визначення характеристик ЕМ поля антени в декартовій прямокутній або сферичній системі координат

В інженерній практиці для порівняння ДН різних антен зручніше користуватися нормованою ДН:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{|E(\theta, \varphi)|}{|E_{\max}(\theta, \varphi)|} \quad (2.1)$$

або нормованою ДН за потужністю, яка пов'язана з ДН по полю як [4]:

$$\Psi(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi)}{S_{\max}(\theta, \varphi)} = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{E_{\max}^2(\theta, \varphi)} = F^2(\theta, \varphi) \quad (2.2)$$

Діаграма направленості (ДН) антени – графічне зображення амплітудної характеристики спрямованості. Частіше за все, діаграма направленості будується для двох площин: горизонтальної (площина Н) та вертикальної (площина Е). Ці площини обираються так, щоб в одній з них було розташовано вектор E , а в іншій – H . ДН можуть бути побудовані в прямокутній декартовій (рис. 2.2, а) або в полярній (рис. 2.2, б), системі координат.

Спрямованість максимального випромінювання є головним напрямком випромінювання, а відповідна йому пелюстка – головною. Інші пелюстки є боковими. Головна пелюстка характеризується шириною за половинною потужністю $\theta_{0,5}$, або $\varphi_{0,5}$, що визначається на рівні 0,707 з ДН на рівні (або на рівні -3 dB, якщо ДН побудовано в логарифмічному масштабі).

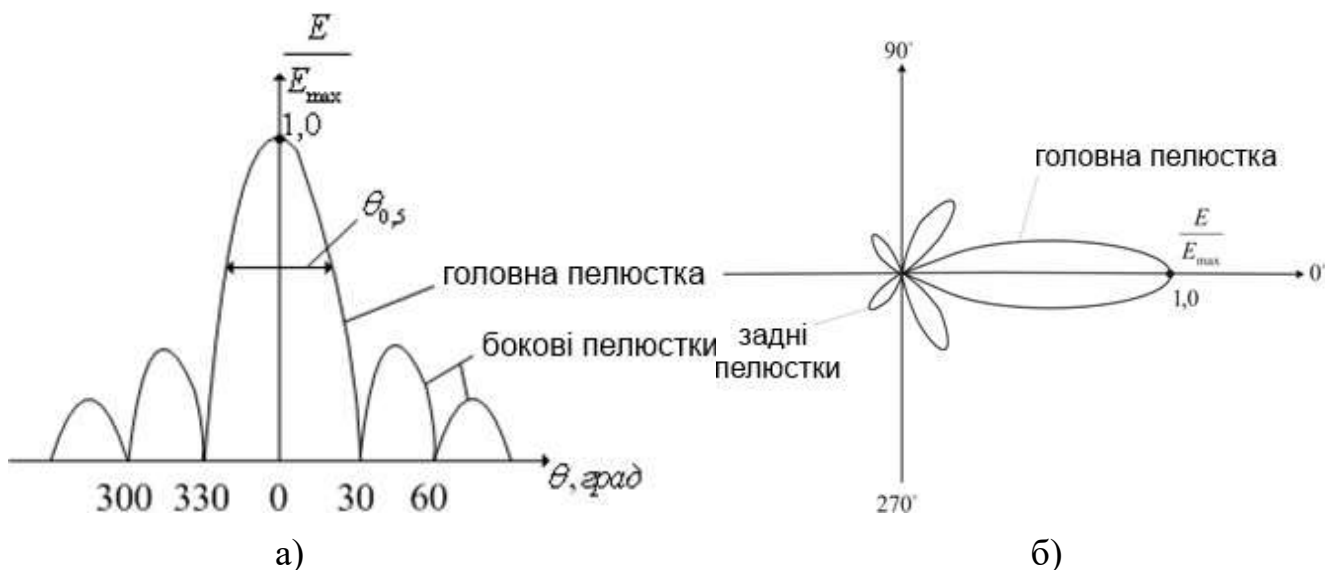


Рисунок 2.2 – Діаграма спрямованості в прямокутній (а) та в полярній (б) системі координат

Коефіцієнт спрямованої дії (КСД) характеризує здатність антени концентрувати ЕМ поле, що випромінюється в будь-якому напрямі відносно антени, є відношення щільності потоку потужності, що випромінюється антеною в цьому напрямі $\Pi(\theta, \varphi)$ (2.3) до середнього значення щільності потоку потужності усередненого по всім напрямкам Π_H :

$$D = \frac{\Pi(\theta, \varphi)}{\Pi_H} \quad (2.3)$$

Коефіцієнт підсилення (КП) антени - це відношення потужностей, які підводяться до ізотропної і спрямованої антен, за умови рівності збуджуваних ними полів $E(\theta, \varphi) = E_0$ в напрямку (θ, φ) , вимірених на однакових відстанях r при незмінних умовах збудження:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P'_{T0}}{P'_T} \Big|_{E(\theta, \varphi) = E_0} \quad (2.4)$$

де P'_{T0} - потужність, що підводиться до ізотропної антени; P'_T - потужність, що підводиться до антени,

КП антени також може вимірюватись в ізотропних децибелах (dBi) [4]. Так, якщо коефіцієнт підсилення антени в заданому напрямі складає 5 dBi, то це означає,

що в цьому напрямі потужність випромінювання на 5 дБ (у 3,16 разу) більша, ніж потужність випромінювання ідеальної ізотропної антени.

Природно, що збільшення потужності сигналу в одному напрямі спричиняє за собою зменшення потужності в інших напрямках. Звичайно, коли говорять, що КП антени складає 5 dBi, то мається на увазі напрям, в якому досягається максимальна потужність випромінювання (головна пелюстка ДН).

Існує зв'язок між КНД і КУ через ККД антени, який встановлюється наступним чином [4]:

$$G = D \eta \quad (2.5)$$

В діапазоні дециметрових та сантиметрових хвиль (при $f > 1$ ГГц) $\eta \approx 1$, отже можна вважати, що $G = D$.

Вхідний опір антени – це відношення напруги до струму в точці живлення антени. Доцільність введення вхідного опору антени ґрунтується при розгляді антени як двополюсника. Вхідний опір антени важливий при визначенні ККД, КСХН і КП антени.

Вхідний опір $Z_{ВХ}$ антени – це параметр, який характеризує її імпедансні властивості в точці живлення:

$$\dot{Z}_{ВХ} = R_{ВХ} + jX_{ВХ} \quad (2.6)$$

Вхідний опір $Z_{ВХ}$ антени – це комплексна величина і чим $R_{ВХ}$ ближче до хвильового опору $Z_{в}$ фідера, а $X_{ВХ}$ чим менша величина (в ідеалі $X_{ВХ} = 0$), тим краще антена узгоджена. Невиконання умов узгодження призводить до зниження ефективності передачі потужності від антени до фідера.

Ступінь узгодження антени і фідера (узгодження виходу передавача та фідера і т.д.) характеризується **коефіцієнтом стоячої хвилі (КСХ)** і є залежною від частоти величиною.

Коефіцієнт стоячої хвилі (SWR – Standing Wave Ratio) – це відношення максимального значення амплітуди напруженості електричного або магнітного поля стоячої хвилі в лінії передачі до її мінімального значення.

Величина обернена до КСХ називається коефіцієнт біжучої хвилі (КБВ).

Слід відрізняти величини КСВ від коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі (КСХН): КСВ розраховується по потужності, а КСХН - по амплітуді напруги.

На практиці КСХН (VSWR - Voltage Standing Wave Ratio) використовується частіше, хоча в загальному випадку ці величини еквівалентні.

КСХН обчислюється за формулою:

$$\text{КСВН} = \frac{U_1 + U_2}{U_1 - U_2} \quad (2.7)$$

де U_1 і U_2 – амплітуди падаючої і відбитої хвиль відповідно.

Значення КСХН в однорідній лінії передачі без втрат постійне по всій довжині лінії передачі та не залежить від її довжини. КСХН визначає ККД антено-фідерного тракту в цілому.

Зв'язок між КСВН і коефіцієнтом відбиття Γ :

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.8)$$

Величина коефіцієнта відбиття Γ_H від навантаження (антени) розраховується за формулою:

$$\Gamma_H = \frac{Z_{\text{ВХ}} - Z_{\text{В}}}{Z_{\text{ВХ}} + Z_{\text{В}}} \quad (2.9)$$

де $Z_{\text{В}}$ – хвильовий опір фідера; $Z_{\text{ВХ}}$ – вхідний опір антени.

Розв'язуючи (2.8) відносно $|\Gamma_H|$, отримаємо:

$$|\Gamma| = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (2.10)$$

а, розв'язуючи (2.9) щодо $Z_{\text{ВХ}}$, аналогічно отримаємо:

$$Z_{\text{ВХ}} = Z_{\text{В}} \cdot \frac{1 + \Gamma_H}{1 - \Gamma_H} \quad (2.11)$$

або

$$\frac{Z_{\text{ВХ}}}{Z_{\text{В}}} = \frac{1 + \Gamma_H}{1 - \Gamma_H}$$

В ідеальному випадку КСХН = 1, що означає, що відбита хвиля відсутня. При появі відбитої хвилі КСВН зростає (КСХН > 1) в прямій залежності від рівня

неузгодженості тракту і навантаження (антени). В найгіршому випадку $KСХН = \infty$, що означає, що в лінії присутня лише відбита хвиля і вся потужність повертається у бік джерела. Допустимі значення $KСХН$ на робочій частоті або в смузі частот для різних випадків регламентуються державними стандартами або технічними умовами. Зазвичай прийнятні значення $KСХН \leq 2$.

Для оцінки допустимого відхилення $Z_{ВХ}$ від $Z_{В}$ (при узгодженні $Z_{ВХ} = Z_{В}$), знайдемо згідно (2.8) допустиму величину коефіцієнта відбиття $\Gamma_{Н}$:

$$|\Gamma_{Н}| \leq \frac{2-1}{2+1} = \frac{1}{3}.$$

Припустимо, що реактивна складова вхідного опору $X_{ВХ} = 0$, тоді $Z_{ВХ} = R_{ВХ}$, тобто вхідний опір чисто активний. При цьому з (2.11) отримаємо:

$$\frac{R_{ВХ}}{Z_{В}} \leq \frac{1+1/3}{1-1/3} \leq 2$$

Таким чином, для отримання $KСВН < 2$ в кабелі, вхідний опір антени може відхилитися від хвильового опору кабелю не більше ніж в 2 рази.

$KСВН$ залежить від багатьох факторів, насамперед:

- хвильового опору СВЧ кабелю і джерела НВЧ сигналу;
- опору антени в точці підключення кабелю;
- неоднорідності в кабелях або хвилеводах;
- якості з'єднання кабелів в СВЧ роз'ємах;
- якості виготовлення і налаштування антени.

Також вхідний опір Z антени можна подати через опір випромінювання $R1$ і опір втрат $R2$:

$$Z = R1 + R2 \quad (2.9)$$

Опір втрат $R2$, у свою чергу, складається з омичних втрат в матеріалах конструкції антени (провідниках і ізоляційних матеріалах) і об'єктах, розташованих у ближній зоні антени (наприклад, в ґрунті, опорах антени). Для підвищення ККД антени необхідно узгоджувати вхідний імпеданс антени з внутрішнім опором джерела (з хвилевим опором лінії передачі), а також зменшувати втрати в антені

(тобто зменшувати R_2). Згідно теореми взаємності значення вхідного опору антени в режимах передачі і прийому співпадають.

Смуга пропускання антени – діапазон частот, у межах якого амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) радіотехнічного пристрою є досить рівномірною для того, щоб забезпечити передачу сигналу без суттєвих викривлень його форми. Смуга пропускання визначається на рівні 0,707 за амплітудою (рис. 2.3) або на рівні половинної потужності.

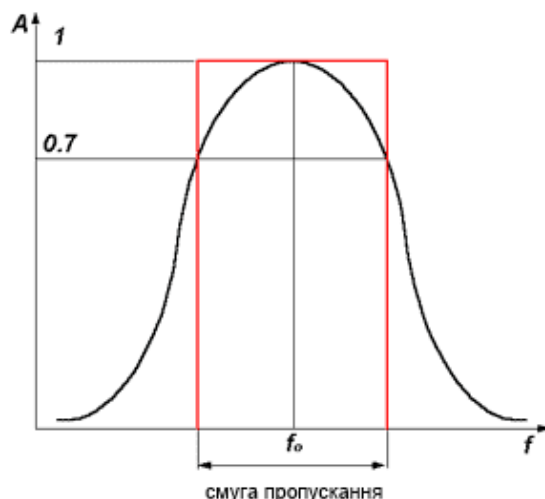


Рисунок 2.3 – Смуга пропускання антени за рівнем 3 дБ

Поляризація антени – характеризує її здатність формувати вектори електричного E та магнітного H полів плоскої електромагнітної хвилі в кожний момент часу певним чином в просторі (рис. 2.4).

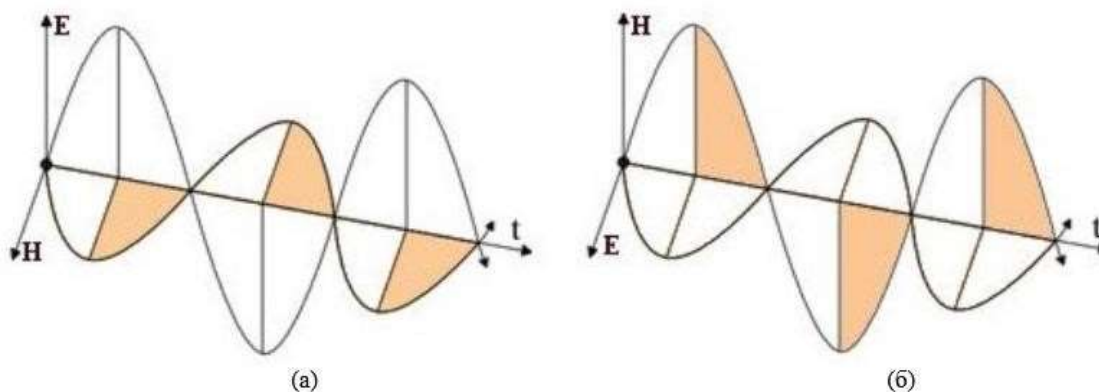


Рисунок 2.4 – Вертикальна (а) та горизонтальна (б) поляризації ЕМ хвилі

Поляризація електромагнітної хвилі є її просторово-часовою характеристикою та визначається видом траєкторії, яку описує кінець вектора електричного поля в фіксованій точці простору. При круговій поляризації електромагнітне поле обертається навколо осі часу з певним циклом або кроком так, що в різних точках простору приймає або вертикальну, або горизонтальну поляризацію.

Поляризацію приймальної антени зазвичай характеризують поляризацією поля, створеного цією антеною в режимі передачі.

При цьому поляризаційні показники даної антени у режимі передачі та прийому однакові на основі принципу взаємності для антен.

Для поляризаційної характеристики приймальної антени вводиться поняття коефіцієнт поляризаційної узгодженості:

$$\gamma_{pol} = \frac{P_R^{opt-pol}}{P_R^{non-opt-pol}}, \quad (2.10)$$

де $P_R^{pol-opt}$ – потужність у приймальній антені при оптимальному поляризаційному узгодженні; $P_R^{pol-non-opt}$ – потужність у приймальній антені при поляризаційному неузгодженні. Коефіцієнт поляризаційної узгодженості характеризує

Антени, що мають $\gamma_{pol} = 1$, називаються повністю поляризаційно узгодженими, а при $\gamma_{pol} = 0$ – повністю поляризаційно розв'язаними. Поляризаційні співвідношення в антенах наведені на рис. 1.8, а. На рис.1.8 б еліпси поляризацій показані на площині, перпендикулярній осі прямої видимості антен з боку антени 1.

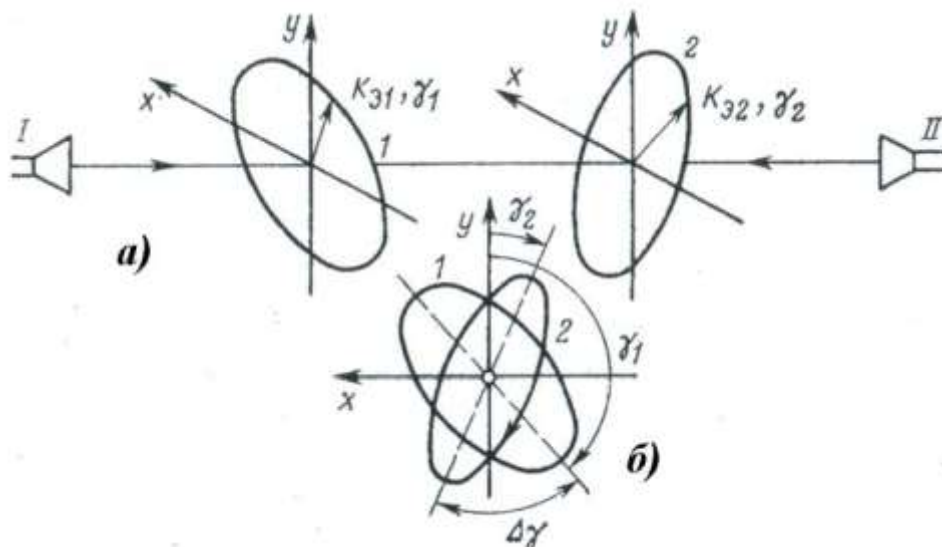


Рисунок 2.5 – Поляризаційні співвідношення в антенах

Коефіцієнт $\gamma_{\text{пол}}$ залежить від коефіцієнтів еліптичності $KЭ_1$ і $KЭ_2$ антен і від кута $\Delta\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$ між осями їх поляризаційних еліпсів (рис. 2.5, б).

Повне поляризаційне узгодження ($\gamma_{\text{пол}} = 1$) досягається в таких випадках:

- виключно кругової поляризації падаючого поля та поляризації приймальної антени за однакових напрямів обертання цих поляризацій (рис. 2.6, а);
- лінійної поляризації при паралельних площинах поляризації (рис. 2.6, б);
- еліптичної поляризації при $KЭ_1 = KЭ_2$ та паралельних великих осях еліпсів ($\Delta\gamma=0$) (рис. 2.6, в).

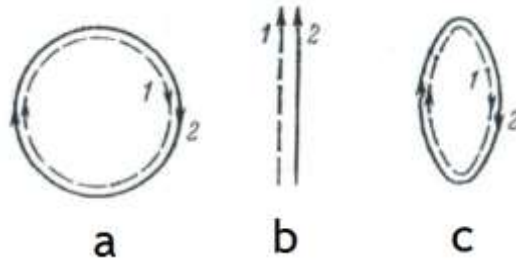


Рисунок 2.6 – Випадки повного поляризаційного узгодження

2.2. Антени у складі ректен

Як уже зазначалося, основним з компонентів схеми перетворення радіочастотної енергії в потужність постійного струму, є ректена (rectenna) - спеціальна антена з можливістю перетворення (випрямлення) падаючого ЕМ поля в постійний струм.

Ректена складається з антенного елемента або решітки антенних елементів, які приймають мікрохвильову енергію, і випрямних діодів, зазвичай діодів Шоткі.

У складі ректен використовуються багато типів антен:

- дипольні (та типу Уда-Яги, лог-періодичні);
- спіральні (площинні і об'ємні);
- мікросмужкові антени (МСА),
- копланарні (розташовані в одній площині) пластини (накладка, патч),
- параболічні.

Оскільки головна функція ректени - це перетворення RF енергії в енергію постійного струму, важливим при проектуванні ректени є досягнення високого ККД перетворення, для чого можна відзначити два підходи:

1. Зібрати максимальну потужність і подати її на випрямний діод;
2. Придушити гармоніки, що генеруються діодом, а потім знову перевипромінюються антеною, що також призводить до втрати ККД.

Для підвищення ККД перетворення слід використовувати ширококутові антени та антени з круговою поляризацією. Ширококутова антена приймає відносно високий рівень RF потужності від різних джерел в широкій смузі частот; а АР збільшують падаючу потужність, що надходить на випрямні діоди. Антена з круговою поляризацією забезпечує прийом RF потужності з меншою неузгодженістю по поляризації.

Для підвищення ККД перетворення згідно другого напрямку, між антеною та схемою випрямлення розміщується фільтр попереднього випрямлення (LPF) або конструюють антену здатну придушувати паразитні гармоніки.

Дослідимо можливість використовувати в складі перетворювачів RF енергії в енергію постійного струму плоскі спіральні та патч антени, як такі, що задовольняють умовам ширококутовості та кругової поляризації.

2.2.1. Об'ємні спіральні антени

Спіральні антени (СА, Helical antenna) можуть бути плоскими і об'ємними.

Спіральна об'ємна антена – діапазонна антена, де ЕМ хвиля розповсюджується по провіднику у формі спіралі (рис.2.7).

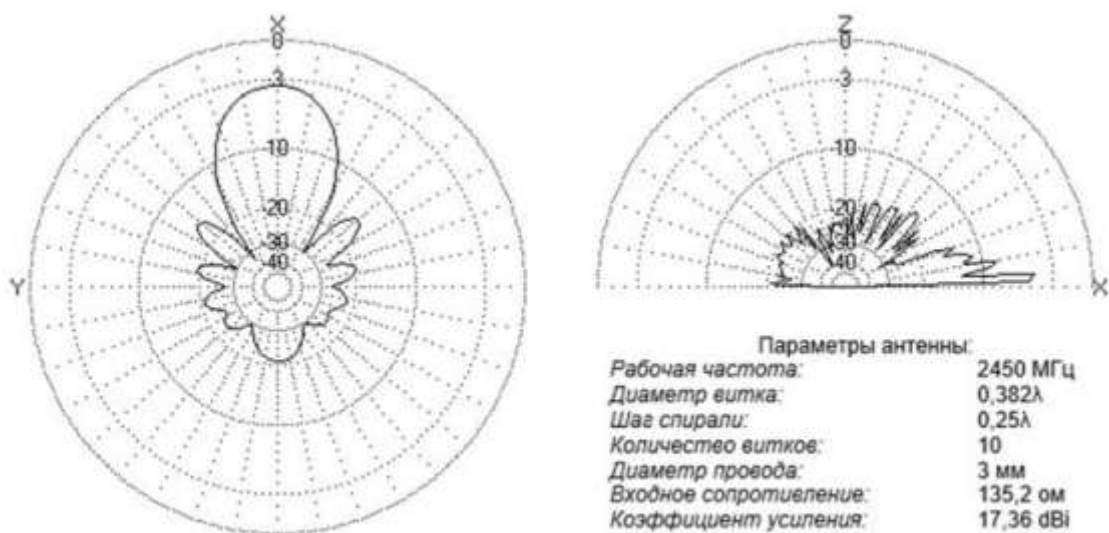
Спіральний випромінювач формує ЕМ хвилю з еліптичною (круговою) поляризацією, яка в залежності від напрямку намотки спіралі може бути, як право-, так і лівосторонньою.

Для того, щоб передати максимум потужності, передавальна і приймальна спіральні антени повинні мати однакову спрямованість поляризації, тобто напрям намотки спіралі, крім випадків, коли на шляху передачі сигналу використовується пасивний відбивач.



Рисунок 2.7 – Спіральна антена з правобічною круговою поляризацією

ДН спіральної антени в горизонтальній та вертикальній площинах наведена на рис. 2.8.



а) у горизонтальній площині

б) у вертикальній площині

Рисунок 2.8 – ДН спіральної антени
у горизонтальній (а) та вертикальній (б) площині;

ДН спіральної антени має чітко виражену головну пелюстку, а також бічні і задні пелюстки, які погіршують показники спрямованості спіральної антени. В залежності від конструкції спіральної антени її КП може досягати 18 дБі.

Характерною особливістю спіральних антен є їх високий вхідний опір, що дозволяє узгодити (без використання додаткових узгоджувальних трансформаторів) його до 50 Ом для передачі по звичайному коаксіальному кабелю.

2.2.2. Площинні спіральні антени

Плоска спіральна антена може бути реалізована на основі двох основних видів спіральних кривих, а саме (рис. 2.9):

- арифметичної (Архімедової) спіральної антени та
- рівномірної (еквіангулярної) спіральної антени.

Рівняння для радіуса арифметичної спіралі описується як:

$$r = r_0 + a\varphi$$

де r_0 – початковий радіус, a – швидкість розширення спіралі, φ – кут, виражений в радіанах.

Радіус арифметичної спіралі рівномірно збільшується разом зі зростанням величини кута φ .

Рівняння Архімедової спіралі в параметричній формі має такий вигляд:

$$\begin{aligned} x(t) &= at \cos t \\ y(t) &= at \sin t \\ z(t) &= 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

де, a – коефіцієнт розширення спіралі в горизонтальній площині, t – змінний параметр, що характеризує довжину спіралі. Зображення арифметичної (Архімедової) спіралі наведено на рис. рис. 2.9,а.

Рівняння кривої рівномірної (еквіангулярної або логарифмічної) спіралі:

$$r = r_0 e^{a(\varphi - \varphi_0)} \quad (2.12)$$

де r_0 – початковий радіус, a – швидкість розширення спіралі, φ_0 – початковий кут, виражений в радіанах.

Рівняння логарифмічної спіралі в параметричній формі:

$$\begin{aligned} x(t) &= ae^{at} \cos t \\ y(t) &= ae^{at} \sin t \\ z(t) &= 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

де a – коефіцієнт розширення спіралі в горизонтальній площині, t – змінний параметр, що характеризує довжину спіралі. Зображення рівномірної (еквіангулярної) спіралі наведено на рис. рис. 2.9,б.

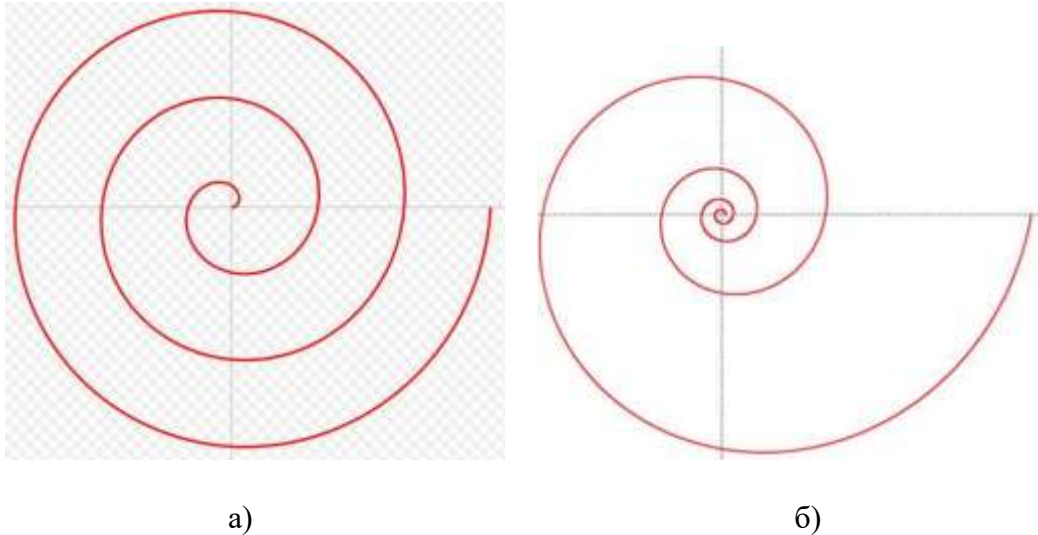


Рисунок 2.9. – Арифметична (Архімедова) (а), рівномірна (логарифмічна) (б) спіралі

У випадку об'ємної конічної арифметичної спіралі її рівняння в параметричній формі набуде такого вигляду (рис. 2.10):

$$\begin{aligned}x(t) &= at \cos t \\y(t) &= at \sin t \\z(t) &= bt\end{aligned}\tag{2.14}$$

де a – коефіцієнт розширення спіралі в горизонтальній площині, b – коефіцієнт розширення спіралі в вертикальній площині.

Плоска спіральна антена може бути утворена шляхом вирізування спіральної стрічки з металевого листа або травлення відповідної спіральної конфігурації на копланарній діелектричній підкладинці.

Застосування плоских спіральних структур має більшу кількість «ступенів свободи» щодо підбору оптимальності їх конструкції. Діапазонність антени визначається співвідношенням максимального та мінімального радіусу витків. Спіральні антени забезпечують двадцятикратне і більше перекриття за частотою.

Оскільки відносний розмір випромінюючої частини антени постійний, діаграма спрямованості за зміни довжини хвилі мало змінюється. Її ширина таких антен становить $40 - 50^\circ$.



Рисунок 2.10 – Об'ємна кінчна арифметична спіраль

Розрізняють також плоскі однозахідні (рис. 2.11, а) та двозахідні: архімедову (рис. 2.11, б) та логарифмічну (рис. 2.11, в) спіральні антени.

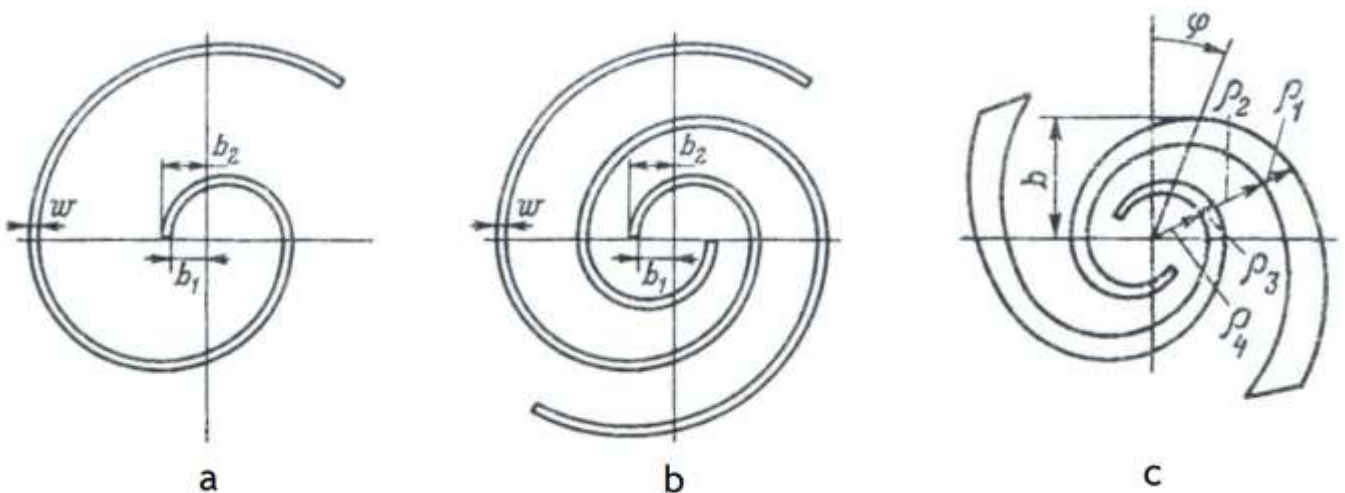


Рисунок 2.11 – Плоскі спіральні антени:
однозахідна (а); двозахідні архімедова (б) та двозахідні логарифмічна (в)

Дослідження [9] показали, що параметри двозахідних спіральних антен за низкою критеріїв (ширина смуги робочих частот, вхідний опір та інші) мають кращі показники порівняно з однозахідними. Однак необхідно відзначити, що застосування двозахідних плоских спіральних структур як елементів для створення подвійної спіральної антени може спричинити додаткові проблеми, пов'язані з організацією системи живлення як окремих елементів, так і системи в цілому.

Механізм випромінювання двоплечевої арифметичної спіралі можна пояснити, розглядаючи її як двоплечеву лінію передачі, яка за рахунок геометричної форми переходить в випромінюючу структуру (рис.2.12).

Відомо, що двоплечева лінія при досить близькому розміщенні провідників випромінює дуже мало. Це пояснюється тим, що струми, які протікають по провідникам лінії, завжди знаходяться в протифазі, тобто зсунуті по фазі на 180° , так що їх випромінювання взаємно компенсується.

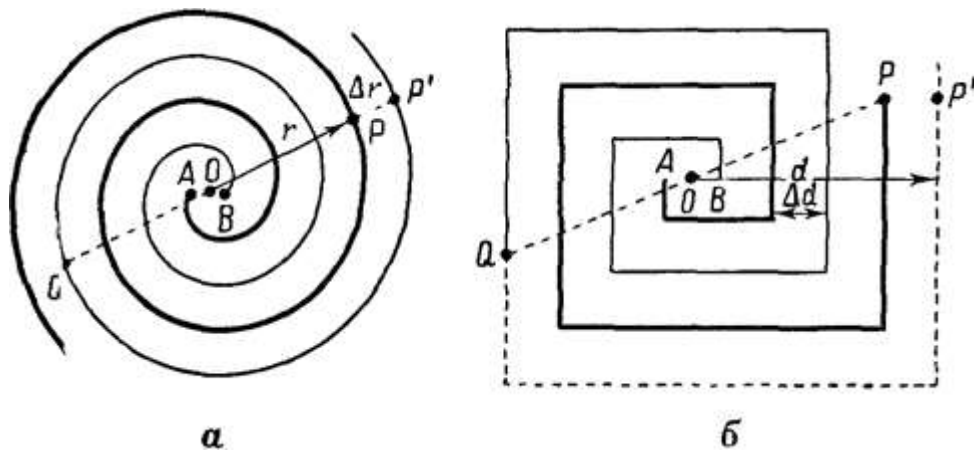


Рисунок 2.12 – Побудова кругової і прямокутної арифметичної спіралі

Нехай двоплечева лінія скручена в вигляді спіралі (рис. 2.12,а) а точки P і Q на різних провідниках лінії, рівновіддалені (вздовж провідників) від відповідних кінців спіралей A і B, діаметрально протилежні і лежать на одному колі з центром в точці O. Звідси видно, що різниця відстаней від точок P і P' (розташованій поряд з точкою P на одному радіусі, але на іншому провіднику спіралі) вздовж спіралі до точок A та B точно дорівнює довжині дуги Q P'. Якщо відстань між провідниками спіралі $\Delta r \ll r$, то $Q P' \approx \pi r$. Ця різниця довжин провідників не залежить від числа витків, якщо спіраль намотана рівномірно.

Аналогічно і для спіралі квадратної форми (рис. 2.12, б). В цьому випадку різниця довжин від двох точок P і P' близька до $4d$ (d - відстань по перпендикуляру від центра спіралі до сторони витка, на якому лежить точка P) незалежно від числа витків спіралі, при умові, що відстань між провідниками спіралі $\Delta d \ll d$ і постійна для всіх витків.

Периметри витків, на яких знаходяться P і P', приблизно дорівнює $8d$.

Таким чином,

1. різниця довжин вздовж провідників спіралі до точок P і P' складає $4d$, а
2. периметр витка, на якому знаходиться точка P , становить $8d$, або при $d = \lambda/8, \lambda/2$ і λ відповідно.

При такому фазуванні, поля, що випромінюються протилежними сторонами квадрату, складаються синфазно в напрямку нормалі до площини спіралі. Крім того, поля двох суміжних сторін квадрата рівні за величиною, але зсунуті по фазі на 90° , так що результуюче поле випромінювання спіралі має кругову поляризацію в напрямку нормалі до її площини. Для кругової спіралі з рівномірною намоткою в точці, що знаходиться на відстані r від центру спіралі, перша величина становить πr , друга – $2\pi r$ або при $r = \lambda / 2\pi$ становить $\lambda/2$ і λ відповідно.

Якщо в спіралі існує біжуча хвиля струму і витки спіралі на клеммах A і B збуджуються в протифазі, то різниця фаз струмів в довільному перерізі PP' двоплечевої лінії становить π .

Таким чином, сусідні елементи струму на провідниках двопровідної спіралі, з самого початку протифазні, при $r = \lambda/2\pi$ стають синфазними, а їх випромінювання – максимальним. Крім того, синфазними є і струми в точках, розміщених діаметрально протилежно відносно центру O .

Таким чином в спіралі випромінюють, в основному, витки, розміщені у межах кола, середній периметр якого дорівнює λ . Саме через це спіральна антена є принципово широкосмуговою; необхідно лише, щоб її радіус був достатній для забезпечення півхвильового набігу фази. Через те, що периметр випромінюючого витка у всьому робочому діапазоні спіралі рівний λ , ширина ДН залишається при цьому постійною. Активна складова вхідного опору спіралей з відносно щільною намоткою складає близько 100 Ом.

Випромінювання витка, периметр якого λ , називається режимом випромінювання першого типу. На наступних витках різниця фаз струмів продовжує зростати. Якщо спіраль безкінечна, то струми будуть в протифазі на витках з периметром 2λ і будуть знову синфазними на витках з периметром 3λ . Витки довжиною 2λ не випромінюють через протифазність суміжних елементів на витках

спіралі. Витки довжиною 3λ можуть випромінювати, породжуючи режим випромінювання третього типу. Таким чином, при протифазному збудженні спіралі випромінюють лише непарні типи.

Якщо антена збуджується синфазно, то вздовж спіралі зсув фаз між струмами в витках буде також зростати і при периметрі витка, що рівний λ , струми будуть протифазними, тобто не будуть випромінювати. На витках з периметром 2λ струми будуть знову синфазними; випромінювання цих витків відповідає режиму другого типу. Діаграма випромінювання цих струмів має мінімум в напрямі осі і максимум – в площині спіралі. Так як діаметр спіралі при цьому рівний всього $2\lambda/\pi$, то пелюстки діаграми в площині осі спіралі доволі широкі. Таким чином, при синфазному збудженні можливе випромінювання парних типів.

ДН стає частотно-незалежною в антенах, які близькі по формі до самодоповнюючих структур. Зазвичай, коли довжина хвилі менша довжини витка, ДН практично є частотно незалежною. Таким чином, необхідний мінімальний радіус складає дуже малу частину хвилі, наприклад, для коефіцієнта розширення на один оберт $f = 4$, мінімальний радіус становить $r \approx \lambda/4$. Самодоповнююча структура є оптимальною з точки зору зручності виміру ДН, оскільки ДН такої структури має осьову симетрію, причому симетрія зберігається навіть для $f = 7$. При менш швидкому розширенні симетрія покращується. Слід відмітити, що зміна ДН зазвичай має відхилення від осьової симетрії. ДН при $f < 7$ добре апроксимується двома однаковими сферами, які дотичні в площині антени в точці збудження.

Іншими словами, амплітуда поля змінюється приблизно як $\cos \theta$, де θ – кут між перпендикуляром до площини антени і напрямком спостереження. Поле випромінювання дорівнює нулю у всіх напрямках, зайнятих безкінечною антеною. Більш швидке розширення призводить до виродження: ДН стає несиметричною і поступово розпадається і стає багато пелюстковою.

Для самодоповнюючих структур при $f < 7$ у рамках точності вимірювань кругова поляризація спостерігається не тільки на осі, але навіть під кутом 70° від осі.

Напрямок обертання вектора E співпадає з напрямом розширення спіралі. Таким чином, напрям обертання буде одним і тим же по обидві сторони від

фіксованих осей і протилежним відносно напрямку поширення ЕМ хвилі. Колова поляризація у всіх напрямках має таке ж важливе значення, як і частотна незалежність. Колова поляризація поля пов'язана з симетрією ДН.

Зміна поля, в залежності від кута φ може бути виражена рядом Фур'є:

$$E = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E_n e^{in\varphi} \quad (2.15)$$

Всі члени ряду, за виключенням членів з $n = \pm 1$ повинні давати нульове поле по осі $\theta=0$; в протилежному випадку значення E на цій осі буде невизначеним.

Таким чином, якщо амплітуда E_φ не залежить від φ і не дорівнює нулю при $\theta=0$, то тільки один член ряду буде відмінний від нуля і має індекс $n = 1$ або $n = -1$. Тому поле в координатах θ і φ , отримаємо:

$$E_\theta(\varphi) = e^{\pm j\varphi} E_\theta(0) \quad (2.16)$$

Умова самоповнюючої структури виконується зсувом (поворотом) поля на кут $\pi/2$. Поле H додаткової антени з точністю до постійного коефіцієнта дорівнює полю E першої антени. Таким чином:

$$\begin{aligned} E_\theta(\varphi) &= Z_0 H_\theta(\varphi + \pi/2), \text{ через самоповнюваність} \\ E_\theta(\varphi) &= -E_\varphi(\varphi + \pi/2) \text{ властивість поля випромінювання} \quad (2.17) \\ E_\theta &= \pm j E_\varphi(\varphi) \text{ згідно (2.16)} \end{aligned}$$

Із формул (2.17) видно, що поле E має колову поляризацію. Вибір правильного знаку в (2.17) визначається типом поляризації.

Далі наведено приклади кількох варіантів реалізації площинних двозахідних спіральної та патч антен, які можуть використовуватись у складі систем альтернативного безпроводового живлення малопотужних радіоелектронних засобів різного призначення.

Надширокосмугова спіральна антена, яка наведена на рис. 2.13 має зменшені габарити і працює в діапазоні частот від 1 – 18 ГГц [4]. Конструкція цієї антени поєднує в собі кілька видів спіралей, а саме:

- арифметичну спіраль;
- еквіангулярну спіраль та

– спіральну лінію з навантаженою синусоїдальною хвилею.

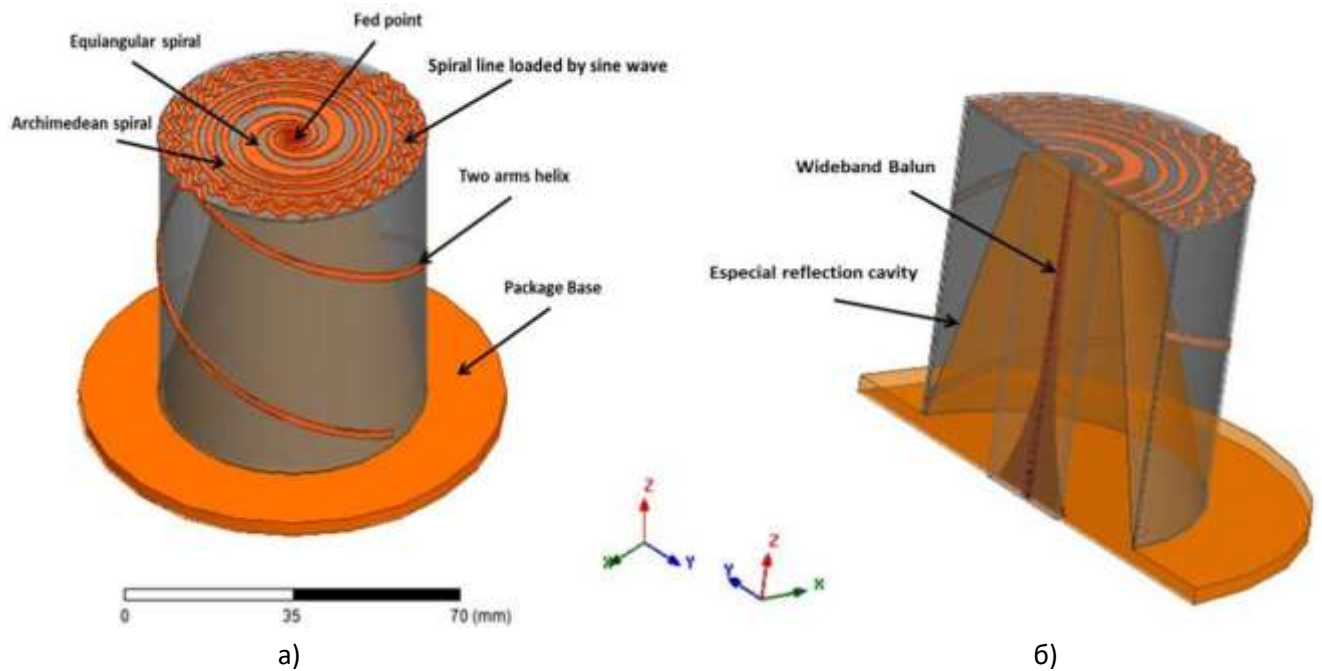


Рисунок 2.13 – Ультраширокопasmугова спіральна антена

Радіус арифметичної спіралі рівномірно збільшується, а область, в якій коло еквиангулярної (рівномірної) спіралі дорівнює довжині хвилі – це основна площа випромінювання антени. Коли довжина спіралі більша за довжину хвилі, еквиангулярна (рівномірна) спіральна антена буде мати частотно-незалежні характеристики. Зазвичай зовнішній периметр спіралі відповідає довжині хвилі на нижній робочій частоті антени. В конструкції антени випромінювана електрична довжина збільшується шляхом навантаження спіралі на спіраль у вигляді синусоїдальної хвилі, яка потім у вигляді двозахідної спіралі виведена на зовнішню циліндричну поверхню антени. Це рішення покращує ефект випромінювання на низьких частотах і зменшує габарити антени.

Звичайна спіральна антена має двонаправлену ДН в основному напрямку і тиловому. Для отримання однонаправленого випромінювання, як правило, використовується екран для компенсації небажаного випромінювання. Для цього в якості відбивача використовується плоский екран на відстані від опромінювача близько $\lambda/4$. Інший спосіб полягає у використанні поглинаючих матеріалів для зменшення резонансних ефектів, хоча при цьому виникають втрати КП близько 3 дБ.

Розроблена надширокосугова антена обладнана спеціальним екраном, показаним на рис. 2.13, б. Відстань від плоскої антени до верхньої частини екрану складає близько чверті довжини хвилі на найвищій частоті, а дно екрану знаходиться на відстані 60 мм від площини антени. Цей спеціальної конусоподібної форми екран змінює планарну структуру антени в тривимірну за рахунок чого використовуються циліндрична а. В цій конструкції спіраль з двох плечей простягається від кінця плоскої структури, яка збільшує ефективність низькочастотного випромінювання антени.

Вхідний опір спіральної антени становить 106 Ом, тому для її підключення до коаксіального кабелю в 50 Ом було розроблено трансформаторний перехід (рис. 2.14) [4].

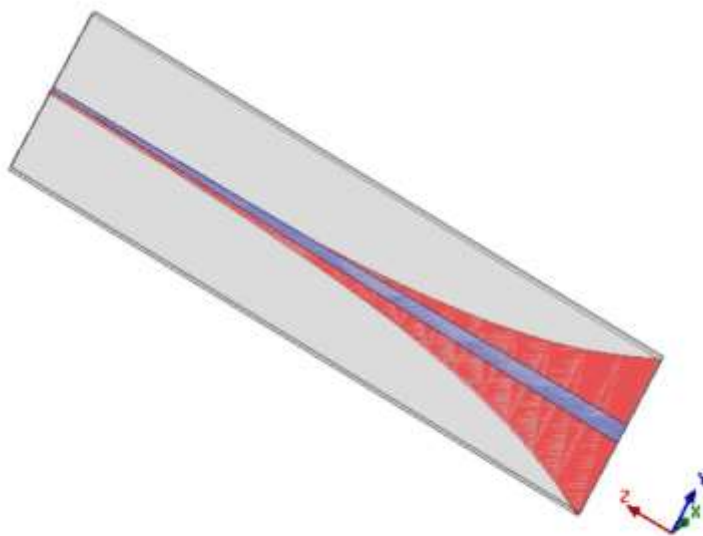


Рисунок 2.14 – Трансформаторний перехід для надширокосугової антени

Надширокосугова спіральна антена була виготовлена на підкладці Rogers RT/Duroid 6010 товщиною 0.508 мм з діелектричною проникністю $\epsilon = 9.8$ діаметром 60 мм з використанням технології літографії. Оптимізовані параметри антени наступні: початковий радіус еквіангулярної спіралі дорівнює $r_0 = 0.7$ мм; швидкість розширення обох спіралей $a = 0.22$; амплітуда синусоїди 1 мм; частота хвилі $\omega = 30$, крок спіралі 57.6 мм, розширена спіраль становить 0.96 кола.

Частотна залежність коефіцієнта підсилення та КСХН антени з рис. 2.13 в діапазоні частот від 0.7 до 18 ГГц наведена на рис. 2.15. ДН надширокосугової

спіральної антени на частотах 1, 10 та 18 ГГц в Е – та Н – площині наведена рис. 2.16 [4].

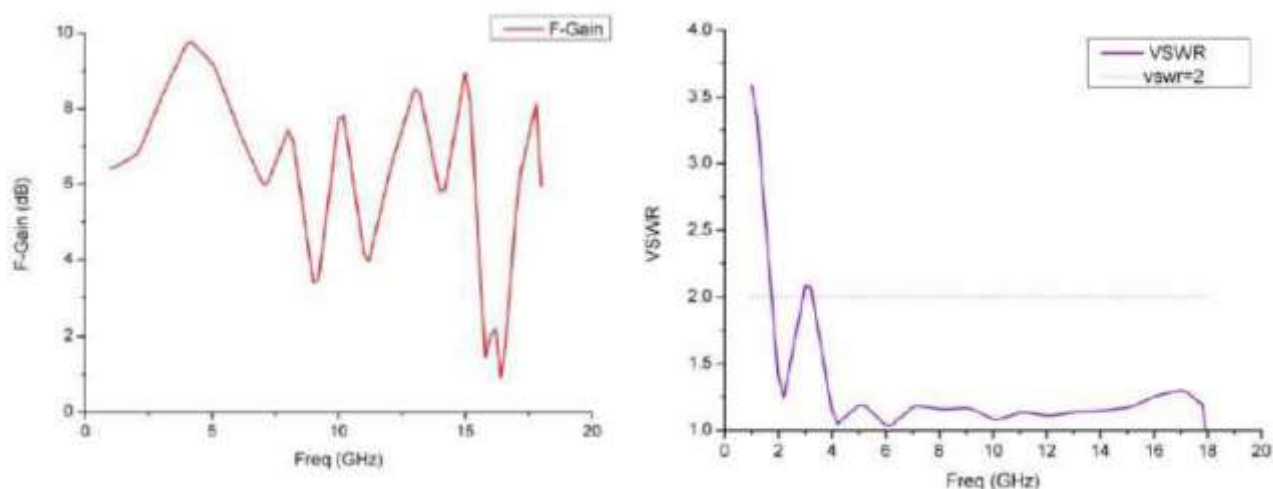


Рисунок 2.15 – Частотна залежність коефіцієнта підсилення та КСХН

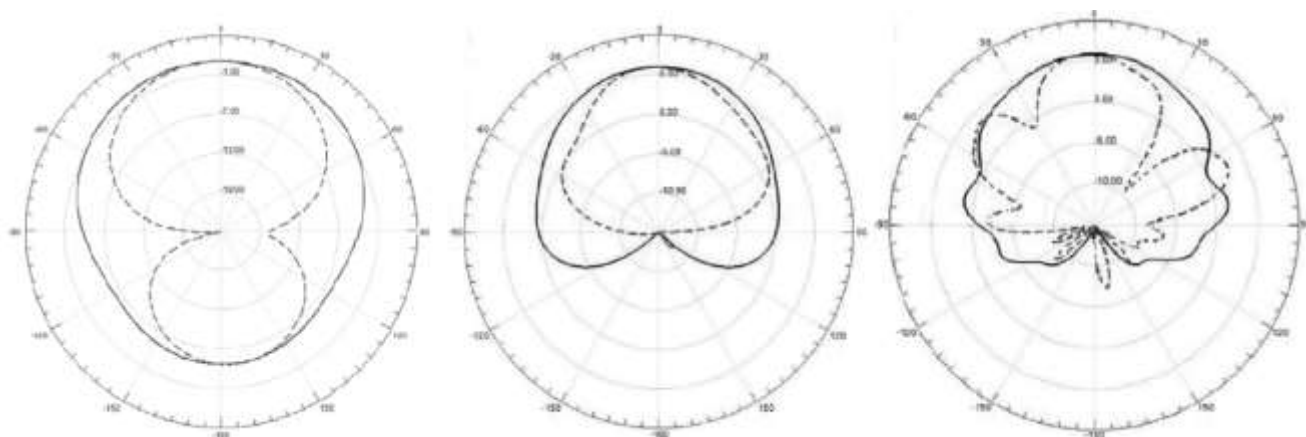


Рисунок 2.16 – ДН надширокосугової спіральної антени в Е – та Н – площині на частотах 1, 10 та 18 ГГц

Інший приклад надширокосмугової друкованої спіральної антени з однонаправленим випромінюванням для роботи в діапазоні частот від 5 до 20 ГГц наведений на рис. 2.17 [5]. Такий вид антени традиційно називається мікросмужковою спіральною антеною, тому що форма металевої смуги її плеча аналогічна мікросмужковим лініям передачі, але їх механізм випромінювання не такий як у традиційної мікросмужкової антени. Спіральна антена в своїй конструкції поєднує еквіангулярну та Архімедову спіралі. Антена розміщена на підкладці Rogers RT/duroid S880 ($\epsilon = 2.2$) товщиною 0.762 мм. Для реалізації однонаправленості випромінювання та покращення коефіцієнта підсилення

антени використовується відбиваюча кругла алюмінієва пластина діаметром 50 мм, розміщена на відстані 23 мм відносно підкладки. Тобто, габарити антени: діаметр 50 мм, а висота 23 мм. Між підкладкою спіралі і пластиною (екраном) знаходиться поглинаючий матеріал – тефлон, з діелектричною проникністю $\epsilon = 2.2$.

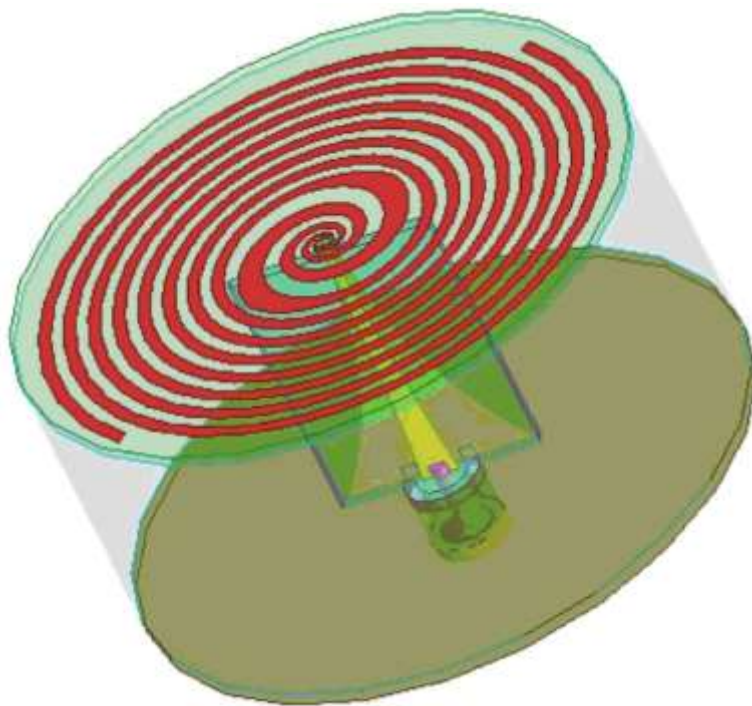


Рисунок 2.17. – Надширокосмугова спіральна антена

У порівнянні з відбивною порожниною, відбиваюча пластина не має металевої бічної стінки, яка може впливати на електричні характеристики антени по зовнішньому краю спіралі. Крім того, така конструкція зменшує осьовий розмір антени. Живлення антени здійснюється за допомогою експоненційно-конічного узгоджувального пристрою (рис. 2.18) [5].

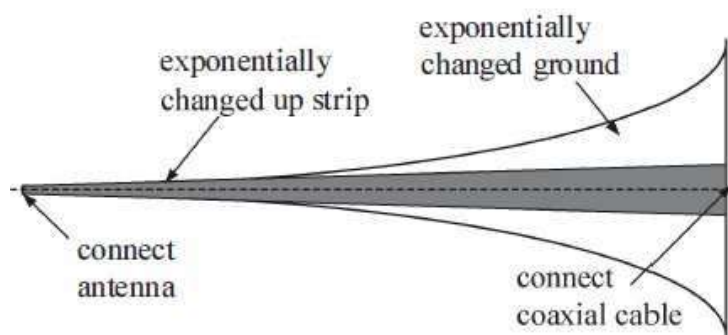


Рисунок 2.18 – Геометрія узгоджувального пристрою

Порівняння результатів моделювань КСХН зі звичайними арифметичною і рівномірною спіральними антенами наведена на рис. 2.19. Частотна залежність коефіцієнта підсилення в діапазоні частот від 4 до 20 ГГц наведена рис. 2.20. ДН надширокосугової спіральної антени з рис. 2.17 на частотах 4 ГГц, 8 ГГц, 12 ГГц, 16 ГГц та 20 ГГц наведена рис. 2.21 [5].

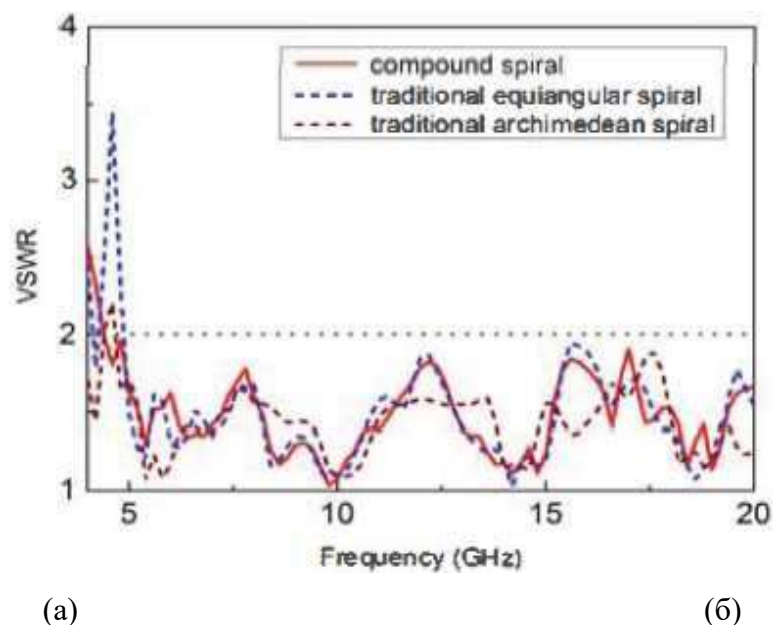


Рисунок 2.19 – Порівняння результатів моделювань КСХН зі звичайними спіральними антенами [5]

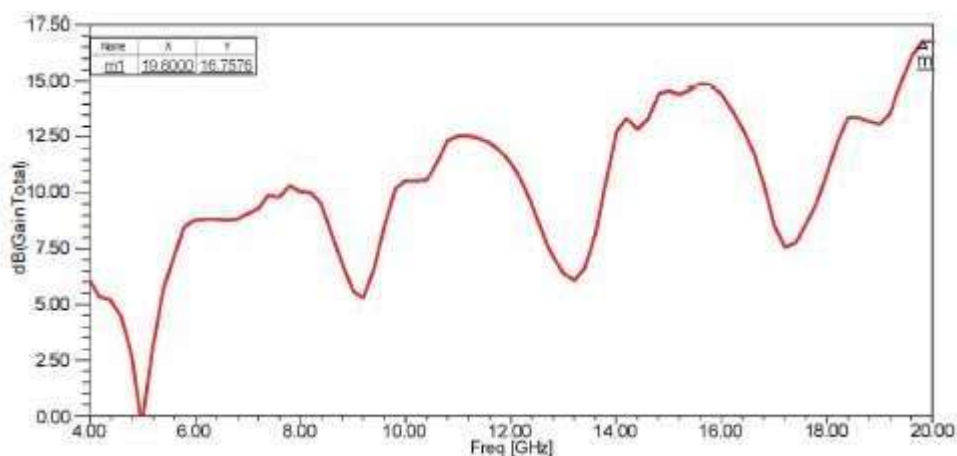


Рисунок 2.20 – Частотна характеристика КП антени з рис. 2.17 [5]

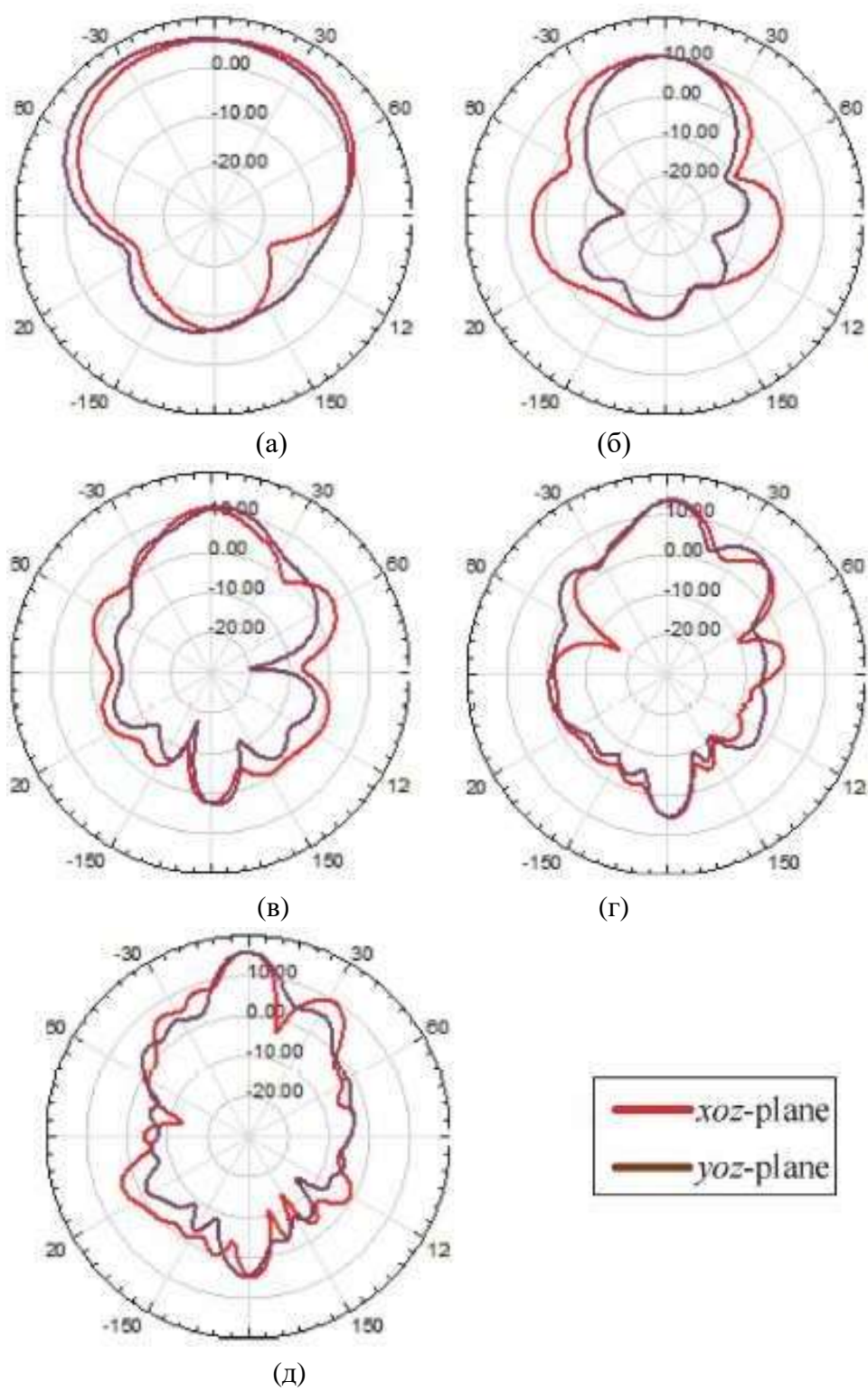


Рисунок 2.21 – ДН антени в площинах XOZ та YOZ на частотах: (а) 4 ГГц, (б) 8 ГГц, (в) 12 ГГц, (г) 16 ГГц та (д) 20 ГГц [5]

2.2.3. Мікροстрічкові патч (patch) антени

Серед різних типів антен, використовуваних в ректенах, найбільшої популярності набули мікροстрічкові або патч (patch) антени завдяки [3]:

- їх низькому профілю (такі антени іноді називають ще низько профільними),
- малій вазі,
- низькій вартості виробництва,
- сумісності з плоскими і неплоскими поверхнями,
- простоті й дешевизні у виготовленні з використанням сучасних друкованих технологій.

Причиною широкого використання *патч антен* є їх універсальність з точки зору забезпечення резонансної частоти, поляризації, діаграми направленості і імпедансу при виборі конкретної форми і моди патча. Тому вони надзвичайно підходять для використання в якості вбудованих антен в портативних бездротових пристроях.

Бурхливий розвиток технології мікросмушкових антен (МСА) почався в кінці 1970-х років. До початку 1980-х років основні типи мікросмушкових антенних елементів і решіток були вже розроблені з точки зору проектування і моделювання. Ранні роботи Munson по МСА для використання в якості низькопрофільних антен прихованого монтажу на ракетах показали, що це було практичною концепцією для використання у багатьох задачах антенних систем [3]. Для цієї антени були розроблені різні математичні моделі, і її додатки були поширені на багато інших областей. Основним чинником, що сприяє розвитку МСА, є високі темпи мініатюризації електронних схем, що викликана розробками в області великомасштабної інтеграції. Оскільки звичайні антени часто є громіздкими і дорогими компонентами радіосистем, МСА, основані на різних технологіях мініатюризації (зокрема, фотолітографії), розглядаються як перспективні рішення.

У найпростішому розгляді мікросмушкова патч антена складається з випромінювача патча (заплатки), який розташований на одному боці діелектричної

підкладки і з заземлюючою пласкою пластиною на іншому боці діелектричної підкладки. Вид простої прямокутної патч-антени наведено на рис. 2.22 [3].

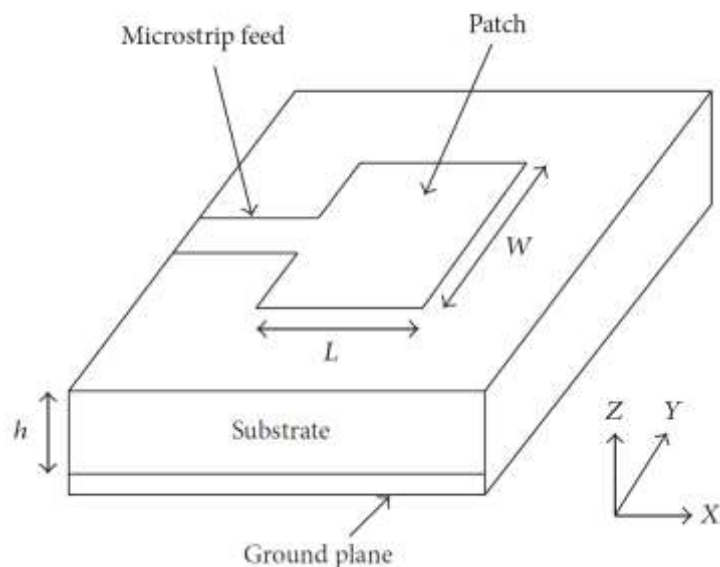


Рисунок 2.22 – Конструкція мікросмужкова патч антена

Зазвичай патч виготовляється з провідного матеріалу (такого як мідь, срібло або золото) і може мати будь-які форми, наприклад, прямокутну мікросмужкову патч антену (RMPA - rectangular micro-strip patch antenna), квадратну, трикутну, круглу, еліптичну, у вигляді тонких смужок (диполів) і т.д.

Квадратна, прямокутна, кругла, дипольна форми патчів є найбільш поширеними через простоту їх аналізу і виготовлення, а також завдяки прийнятним характеристикам випромінювання і особливо низькому рівню крос-поляризаційного випромінювання. Випромінюючий патч і його схему живлення зазвичай можна отримати шляхом фототравлення провідного матеріалу фіксованої товщини на діелектричній підкладці та на стороні заземлюючої пласкої поверхні.

На основі наближеної моделі об'ємного резонатора можна визначити резонансні частоти прямокутної RMPA для мод TM_{mn} , які описуються рівнянням [3]:

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2}, \quad (2.28)$$

Живлення RMPA може бути реалізоване за допомогою [3]:

- мікросмужкової лінії (microstrip line);
- коаксіального зонду (coaxial probe);
- апертурного зв'язку (aperture coupling) через щілину, отвір і т.д.
- безконтактного зв'язку (proximity coupling).

Живлення за допомогою мікросмужкової лінії складається з провідної смужки меншої ширини, яка з'єднана з патчем. Таку лінію живлення легко виготовити і легко узгодити за допомогою вибору місця розташування підключення. При цьому зі збільшенням товщини підкладки збільшується паразитне випромінювання, що обмежує ширину робочої смуги МСА.

При живленні за допомогою коаксіального зонда внутрішній провідник коаксіального кабелю приєднується до випромінюючого патча, а зовнішній провідник - до заземлюючої пласкої поверхні. Таку схему живлення легко реалізувати і узгодити, вона має низьке побічне випромінювання, проте має вузьку смугу пропускання і її важко моделювати, особливо у випадку товстих підкладок [4].

Живлення за допомогою апертурного зв'язку складається з двох підкладок, розділених площиною землі. Енергія мікросмужкової лінії живлення, розташованої на нижньому боці нижньої підкладки, з'єднується з патчем через щілину, яка розташована в площині землі, що розділяє дві підкладки. Площина землі ізолює вузол живлення від випромінюючого елемента і мінімізує паразитне випромінювання.

Безконтактний зв'язок забезпечує найбільшу ширину смуги частот і має низьке паразитне випромінювання. Патч знаходиться зверху першої підкладки, в той час як на другій підкладці мікросмужкова лінія живлення розташована на верхній стороні, а площина заземлення на нижній стороні [3].

Мініатюризація RMPA антен у складі ректен є досить актуальною. Конструкція компактної антени у складі ректени є неминучим викликом в зв'язку з швидким зростанням мініатюризації бездротових додатків.

Було запропоновано кілька способів зменшення розмірів МСА, а саме [3]:

- використання підкладок з високою діелектричної проникністю,
- модифікація форми патча,
- коротке замикання патча на площину заземлення,
- комбіновані методи, які об'єднують вище зазначені методи та інші методи.

При використанні підкладок з високою діелектричної проникністю довжина хвилі для патч антени зменшується; отже, розміри резонуючого патчу зменшуються теж. Коефіцієнт зменшення розмірів патч-антени пов'язаний приблизно з квадратним коренем відносної діелектричної проникності ϵ_r . Хоча використання підкладок з високою діелектричної проникністю є найпростішим методом мініатюризації МСА, такий підхід призводить до звуження смуги пропускання антени, до великих втрат і низької ефективності через збудження поверхневих хвиль.

Модифікація форми патча також дозволяє зменшити розміри таких антен, проте деякі з цих форм можуть призвести до неефективного використання площі МСА в цілому.

Короткі закорочуючі стрижні використовувалися в різних пристроях для зменшення габаритних розмірів, в тому числі і в МСА. Такі закорочуючі стрижні моделюються як короткі відрізки лінії передачі з послідовною індуктивністю і шунтуючою ємністю [3].

2.2.4. Приклади побудови антен для схем збору RF енергії

В роботі [2] розглянуто прямокутну мікросмушкову патч антену (RMPA) та дипольну антену, які використовувались у складі двочастотної схеми збору RF енергії на частотах 915 МГц і 2.44 ГГц.

Передавальна і приймальна антени в залежності від використання в різних додатках зазвичай мають свої особливості. Так, мобільні пристрої, такі як смартфони та планшети, використовують компактні антени (IFA, PIFA і т.д.) для забезпечення компромісу між продуктивністю і розмірами. Базові станції систем стільникового зв'язку мають можливість використовувати антенни більших розмірів

(площі), тобто їх антенні елементи мають більшу ефективність випромінювати (всеспрямовані або спрямовані антени в залежності від застосування).

Прямокутна мікросмужкова патч антена була обрана для створення систем збору енергії завдяки реалізації компромісних вимог: з одного боку як недорога технологія реалізації, з іншого дозволяє об'єднання з випрямлячем.

Розглянемо приклад двочастотної RMPA антени, яка працює на частотах 915 МГц і 2.44 ГГц (рис. 2.23) і має розміри $8,8 \times 7,8 = 68 \text{ см}^2$ (рис. 2.23,а) [2]. Робота в основних режимах TM_{01} і TM_{10} забезпечує співвідношення сторін близько одиниці, при цьому формуються прийнятні ДН для задач збору енергії. З іншого боку, робота в режимі TM_{30} призводить до великого співвідношення сторін ($W/L = 2.7$), що знижує ефективність RMPA. Живлення RMPA відбувається зондом, положення якого (x, y) регулює узгодження на частотах 915 МГц і 2.44 ГГц. Ці дві робочі смуги антени знаходяться в крос-поляризаційних площинах. Геометричні параметри RMPA були оптимізовані за допомогою наближеної моделі лінії передачі (TL) [2], а також за допомогою [повнохвильового методу](#).

Зворотні втрати RMPA кращі на частоті 915 МГц, ніж на 2,44 ГГц, оскільки максимальний імпеданс режиму TM_{30} становить 31Ω [2]. У режимі TM_{30} імпеданс не досягає значення 50Ω , оскільки він є не основним режимом роботи RMPA. RMPA має максимальний КП $G=1,3$ дБі на частоті 915 МГц (рис. 2.23, b) і $G=2,5$ дБі на частоті 2,44 ГГц (рис. 2.23, c) [2]. Ці дві робочі смуги антени знаходяться в крос-поляризаційних площинах.

КП дводіапазонної RMPA нижчий, ніж у класичної патч-антени, оскільки ефективність випромінювання низька і становить 60% для моди TM_{01} і 30% для моди TM_{30} . Підкладка FR4 має тангенс кута втрат 0.02. Ефективність випромінювання дводіапазонної патч-антени сильно залежить від втрат підкладки.

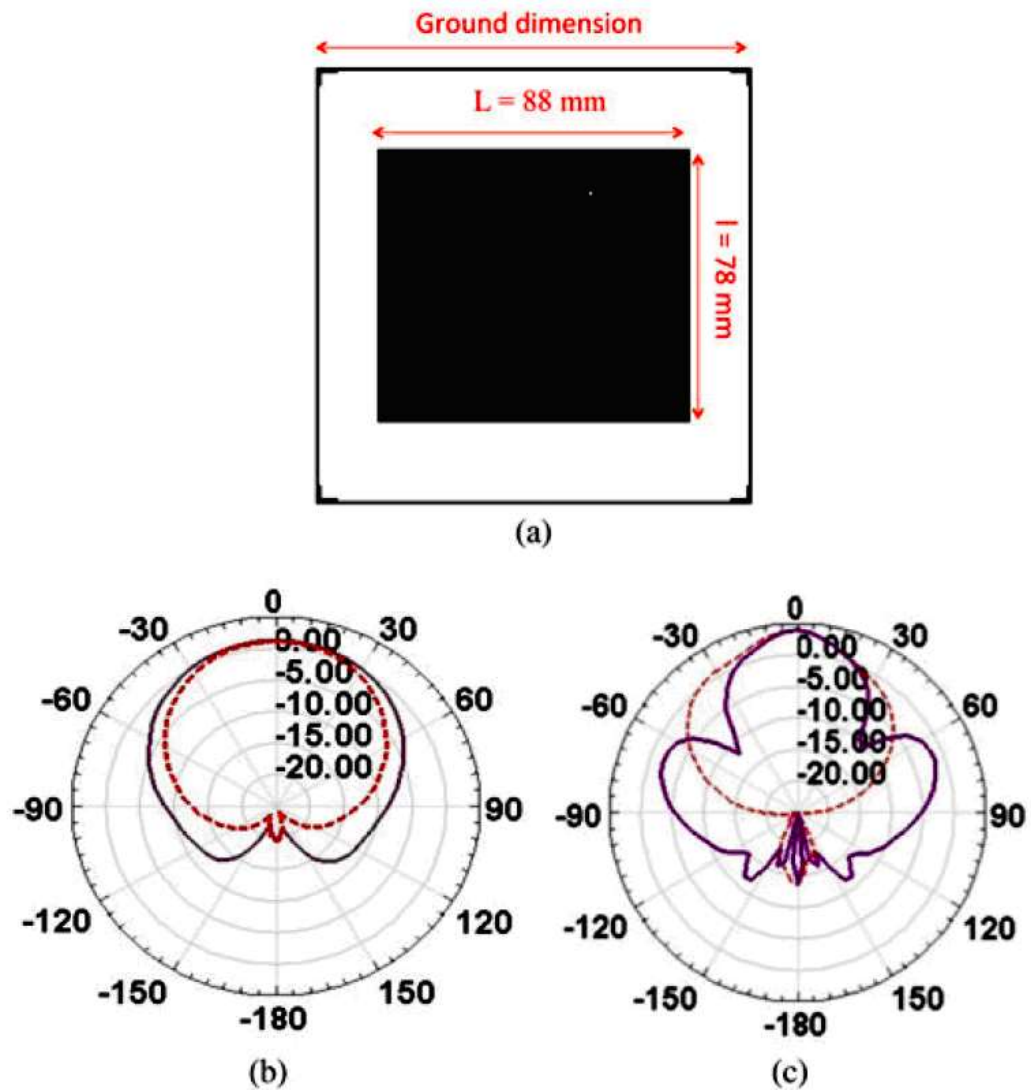


Рисунок 2.23 – Двочастотної RMPA антена, яка працює на частотах 915 МГц і 2.44 ГГц (а) та її ДН в азимутальній (б) та кутомісній (с) площині

Друга антена дипольного типу, дводіпазонная, складається з трьох диполів розміром. Габарити складають $11,1 \times 2,1 = 23 \text{ см}^2$ (рис. 2.24, а). Кожне плече диполя спроектоване для роботи в своїй смузі частот. Довше плече відповідає частоті 915 МГц, середнє плече не використовується, бо призначене для роботи на частоті 1,4 ГГц, а найкоротше плече призначене для роботи на частоті 2.4 ГГц [2].

Для забезпечення узгодження на частотах 915/2440 МГц всі геометричні параметри антен оптимізовані з урахуванням повнохвильова методу (full-wave method).

ДН двочастотної дипольної антени (рис. 2.13, а) наведена в азимутальній (рис.2.13, b) та кутомісній (рис. 2.13, c) площині, яка ортогональна до підкладки [2]. Максимальний КП становить 0,5 дБі на частоті 915 МГц і 3,4 дБі на частоті 2,44 ГГц. ККД випромінювання становить 99% при 915 МГц і 95% при 2,44 ГГц.

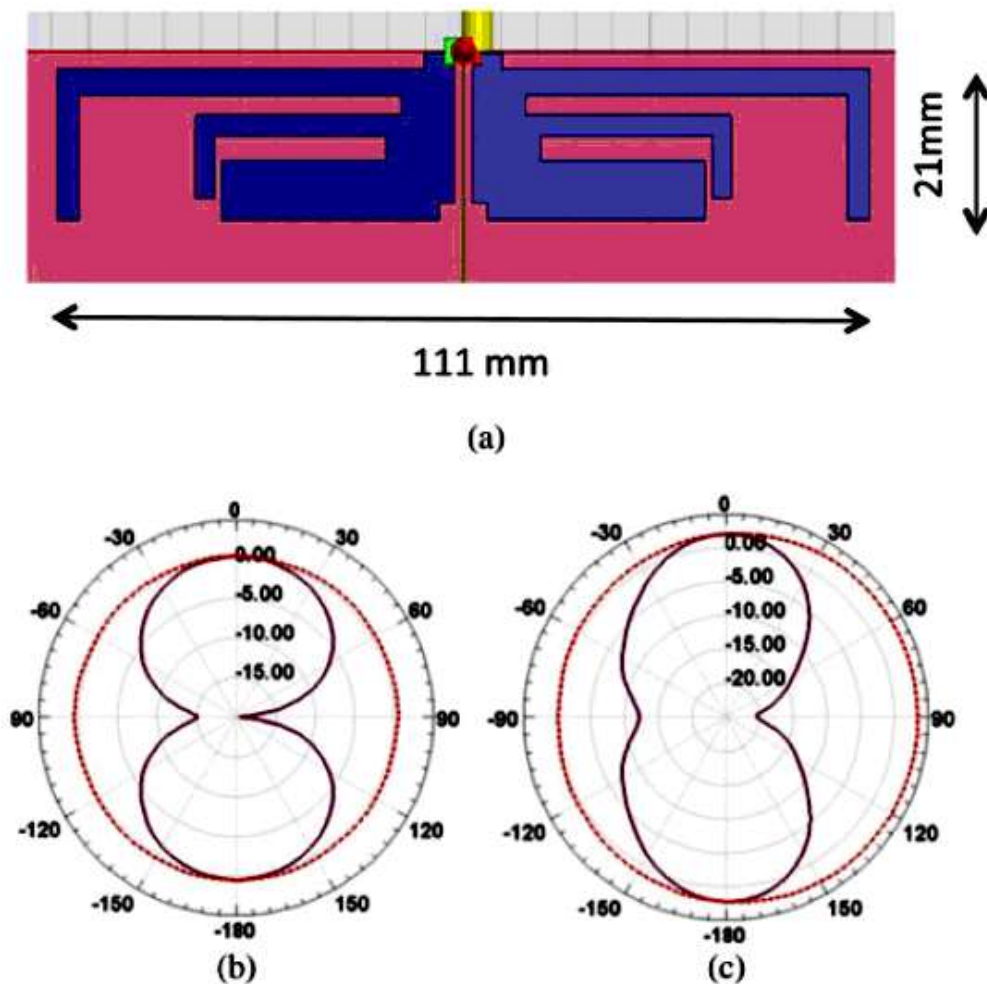


Рисунок 2.23 – Двочастотна дипольна антена 915 МГц і 2.44 ГГц (а), та її ДН в азимутальній (б) та кутомісній (c) площинах

Хоча ефективність випромінювання дипольної антени вища, ніж патч антени, КП антен майже співпадають, оскільки висока спрямованість РМРА компенсується її низьким ККД випромінювання. Коли немає обмежень щодо вартості при проектуванні РМРА, доцільно використовувати її у поєднанні з високопродуктивними підкладками, що покращує ККД випромінювання і, отже, КП антени.

У разі RMPA випрямляч може бути вбудований в площину заземлення, що дозволяє отримати більш компактне рішення. У разі дипольної антени площина заземлення відсутня і інтеграція дипольної антени з випрямлячем не реалізується таким чином як у випадку з RMPA. Крім того, дипольна антена менш чутлива до навколишнього середовища. Робочі характеристики дипольної антени і особливо її ККД випромінювання дуже слабо залежать від характеристик підкладки. Конструкція дипольної антени може бути легко реалізована з іншими матеріалами підкладок, такими як Картон, папір, оргскло та інші.

Завдяки використанню МСА, всі елементи схеми можуть бути розміщені на одній платі, що дозволяє з легкістю помістити таку конструкцію в закритий корпус. Крім того, зменшується маса і розмір готового пристрою, підвищуються його механічні та температурні характеристики. Легко забезпечуються важливі при масовому виробництві параметри, такі як повторюваність розмірів і низька собівартість.

Також цікава антена наведена в [3]. Антена спроектована окремо від випрямляча. Випромінювальна структура являє собою пов'язану апертурну патч-антену з подвійною лінійною поляризацією. Патч-антена та лінії живлення антени розташовані на двох підкладках Arlon A25N товщиною $t_a = 20 \text{ mil (0.5mm)}$, розділених шаром спіненої підкладки Rohacell 51 товщиною $t_r = 6 \text{ мм}$. Зменшення розміру випромінюючого патча на 32,5% досягається за рахунок застосування хрестоподібних прорізів на його поверхні. Схема антени показано на рис. 2.23.

Топологія даної антени заснована на конструкції, представлений в [6], де була запропонована прямокутна патч-антена для дводіпазонної роботи з одним харчуванням та різними (ортогональними) поляризаціями для кожного діапазону. У цій роботі на відміну [6] використовується квадратний патч, що забезпечує роботу в одній смузі ISM 2,4 ГГц. Різне харчування для кожної ортогональної поляризації забезпечується завдяки двом перпендикулярним зв'язаним прорізам (мал. 1b). Краї прорізу загнуті так, щоб їх можна було розмістити в межах потрібного розміру патча.

Антенa моделювалася з використанням Agilent's Momentum. Виміряні s -параметри по одному з портів антени (рис. 2.24) добре узгоджуються з результатами моделювання. При моделюванні КНД антени становив 8,8 дБ, а вимірний КНД – 7,5 дБ на частоті 2,45 ГГц. Різниця пов'язана з кінцевими розмірами площини землі виготовленої антени, яка не враховується при моделюванні, а також з помилками виготовлення. Крім того, для склеювання підкладок використовувався аерозольний клей (3M Super 77), який не враховувався під час моделювання.

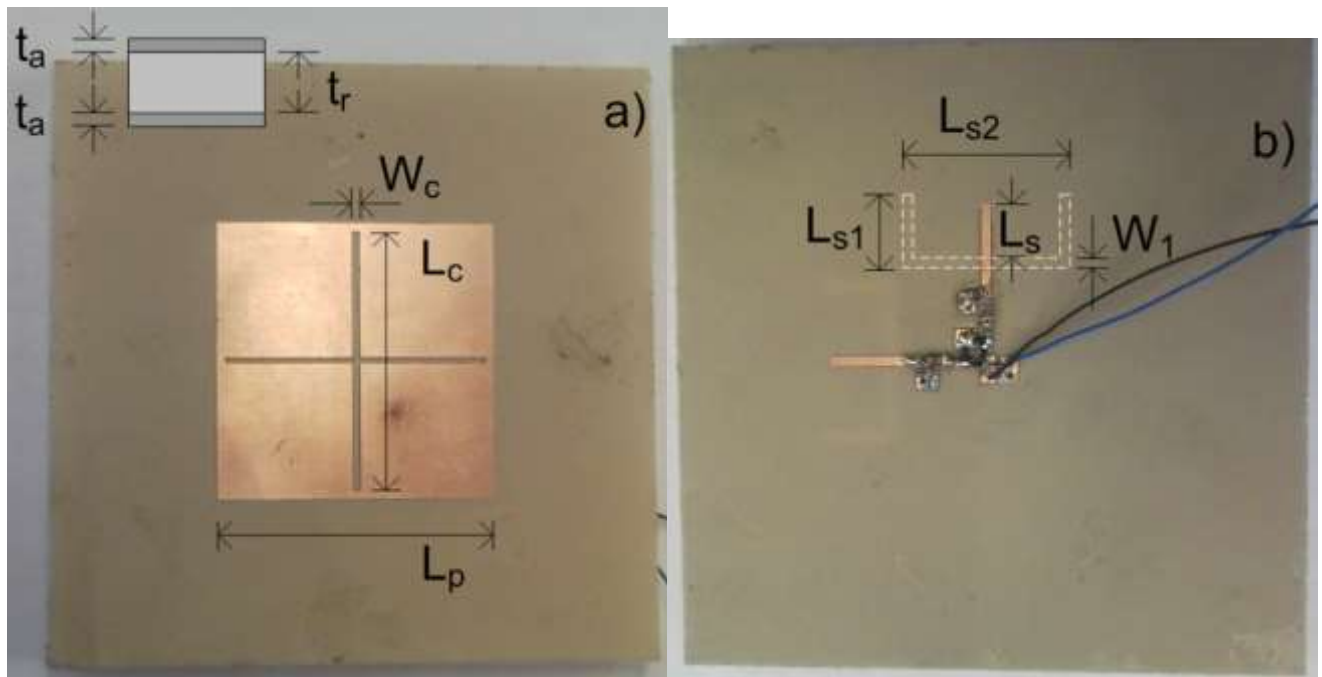


Рисунок 2.24 – Виготовлена ректенна: а) вид зверху випромінюючої ділянки, б) вид знизу мереж живлення антени та випрямлячів: $t_r = 6$ мм, $t_a = 0,5$ мм, $L_p = 3,5$ мм, $W_c = 1,27$ мм, $L_c = 31,95$ мм, $L_p = 33,95$ мм, $L_{s1} = 8,5$ мм, $L_{s2} = 19,2$ мм, $L_s = 6,28$ мм, $W_1 = 1,2$ мм.

Висновки до розділу 2

1. Головна функція ректени - це забезпечення високого ККД перетворення RF енергії в енергію постійного струму в широкій смузі частот, для чого потрібне використання ширококутних антен, здатних приймати високий рівень RF потужності від різних джерел в широкій смузі частот з лінійною або краще круговою поляризацією. Антена з круговою поляризацією забезпечує прийом RF потужності з меншою неузгодженістю по поляризації.

2. Поширеним видом антен у складі систем збору РЧ енергії зараз є низькопрофільні мікросмушкові антени, копланарні (антена розташована в одній площині) серед яких можна виділити:

– двозахіді спіральні антени;

– патчі (patch) або мікροстрічкові патч антени (квадратної, прямокутної, круглої, дипольна форми).

3. Для обмеження собівартості пристрої видобування RF енергії з навколишнього середовища реалізуються у мікро смужковому друкованому варіанті (PCB printed circuit board), наприклад, на друкованій платі типу FR4 з діелектричною проникністю $\epsilon = 3.4$. Для забезпечення менших розмірів антени слід використовувати підкладки з більшою діелектричною проникністю.

3. ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ АНТЕН ДЛЯ СИСТЕМ ВИДОБУВАННЯ RF ЕНЕРГІЇ

3.1. Дослідження характеристик двозахідної логарифмічної спіральної антени

В цьому розділі наведено результати експериментального дослідження діаграми направленості (ДН) двозахідної логарифмічної спіральної антени, яку можна використовувати у складі системи видобування RF енергії діапазону ISM 2400 МГц. Для розрахунку геометрії цієї антени використано онлайн-калькулятор [6]. Габарити спіральної антени 50 x 50 x 32 мм. Зовнішній вигляд двозахідної логарифмічної спіральної антени з платою живлення наведено на рис. 3.1.



Рисунок 3.1 – Макет двозахідної логарифмічної спіральної антени з платою живлення

Для вимірювання ДН двозахідної логарифмічної спіральної антен використовувався метод прямого вимірювання рівня сигналу досліджуваної антени як функції просторових кутів (азимутального і кутомісного). Для вимірювання кутової залежності рівня сигналу в місці приймання використовувався поворотний стіл. Схема вимірювальної установки ДН показана на рис. 3.2.

Приймальний вузол складається з антени приймальної ($A_{пр}$) і підключеного до неї за допомогою коаксіального кабеля (КК) аналізатора спектра (АС). Напруженість електричного поля в місці розташування приймального вузла визначається вихідною потужністю генератора, коефіцієнтом підсилення (КП) передавальної антени ($A_{пер}$), загасанням передавального КК і втратами на трасі поширення довжиною d . Потужність сигналу в місці розташування антени приймальної (досліджуваної) залежить від напруженості поля в місці прийому, а також від коефіцієнта підсилення антени приймальної ($A_{Пр}$).



Рисунок 3.2 – Структурна схема вимірювальної установки ДН

В ході експериментального дослідження ДН антен використані такі прилади:

1. Генератор Г4-194, робочий діапазон 2-8.3 ГГц;
2. Аналізатор спектру USB-SA44B від Signal Hound, робочий діапазон до 4 ГГц;

Вимірювання ДН антени проведено в умовах лабораторії площею $20 \times 10 \text{ м}^2$, відстань між передавальним і приймальним вузлами становить близько 2 м. Стіни лабораторії, стеля (висота приміщення близько 6 м) і підлога – залізобетонні. В ході підготовки вимірювань проведена установка антен передавального і приймального вузлів по азимуту. Всі антени, що були використані у експерименті, встановлені на одній висоті над поверхнею підлоги (1,6 м).

На рис. 3.3 наведено ДН по азимуту експериментального зразка двозахідної логарифмічної спіральної антени з платою живлення, звідки видно, що антена приймає ЕМ поле в секторі кутів 165 град, проте має двосторонній напрямок приходу сигнала.

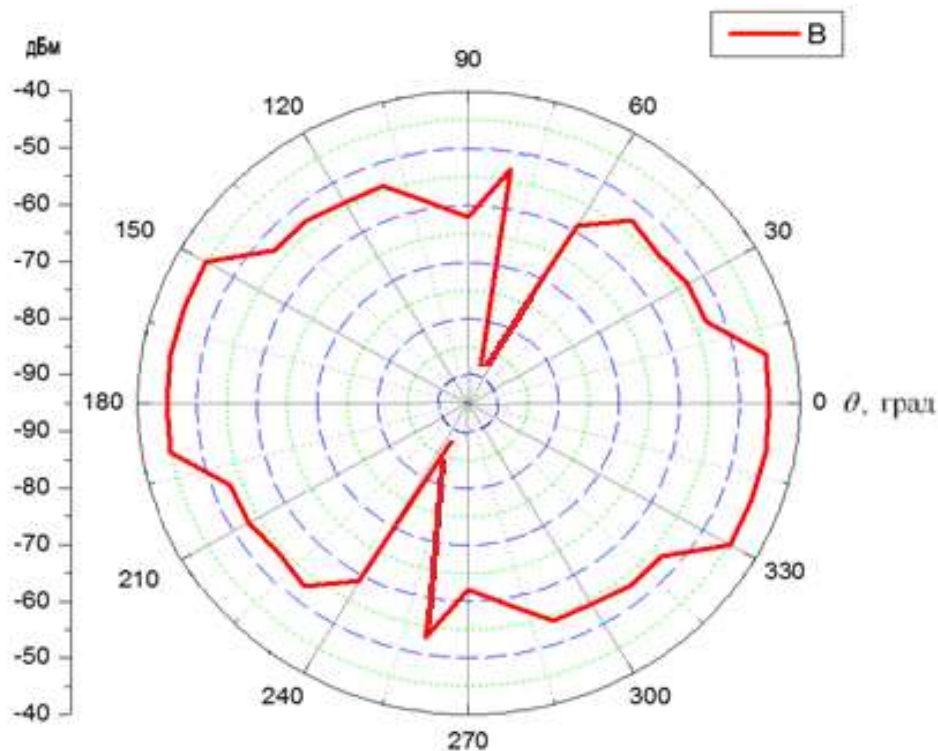


Рисунок 3.3 – ДН експериментального зразка спіральної антени

Для вимірювання частотної залежності модуля коефіцієнта відбиття S_{11} та КСХН експериментального зразка двозахідної логарифмічної спіральної антени використано векторний аналізатор кіл ZVR 9 kHz-4 GHz від Rohde&Schwarz .

Частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ та КСХН експериментального зразка спіральної антени в смузі частот 0.5-4 ГГц наведена на рис. рис. 3.4, а більш детально в діапазоні частот 2.4-2.5 ГГц наведена на рис. 3.5.

Як видно з отриманих експериментальних результатів (рис. 3.4,а), частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ спіральної антени становить $|S_{11}| \leq -10$ dB у досліджуваному діапазоні частот від 2200 МГц до 4000 МГц. Лише в смузі частот від 1300 МГц до 2200 МГц $|S_{11}|$ досягає значень ≈ -5 dB за винятком частоти 1420 МГц, де $|S_{11}| = -10.6$ dB. Найгірші значення $|S_{11}| \approx 0$ dB в смузі частот від 500 МГц до

1000 МГц. Таким чином, досліджуваний коефіцієнт відбиття $|S_{11}|$ спіральної антени добре узгоджується з результатами моделювання.

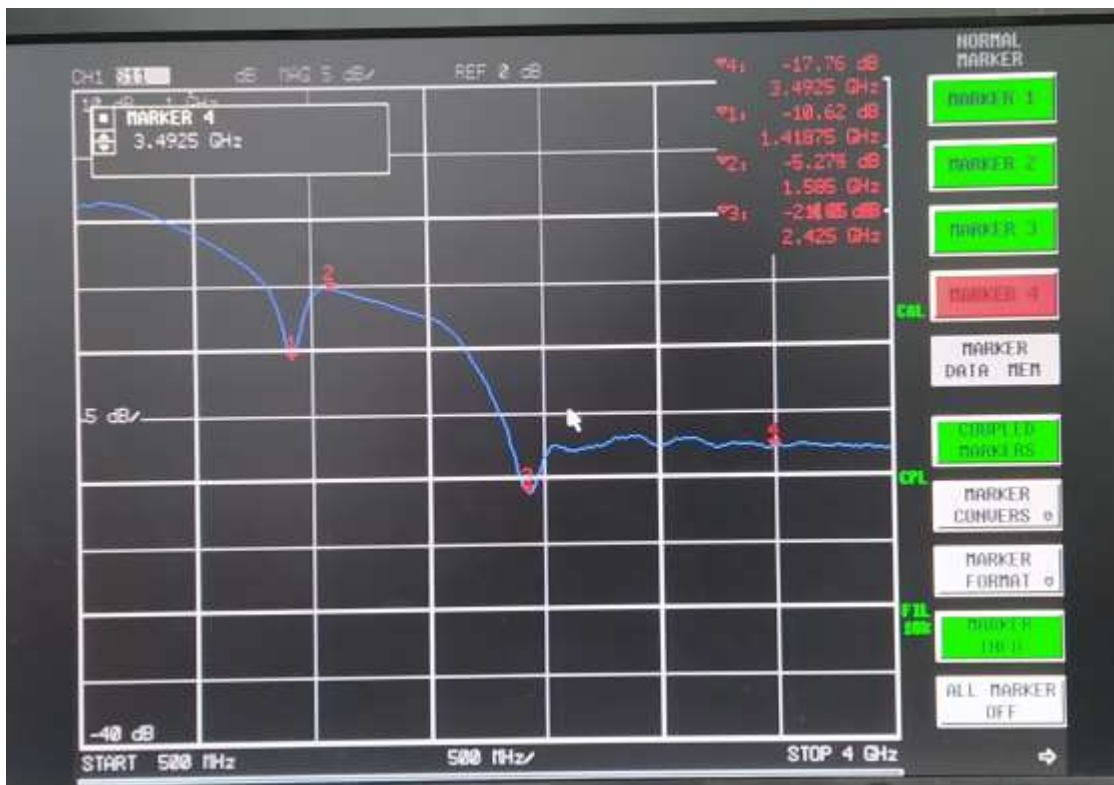
Як видно з отриманих результатів експериментальних досліджень частотної залежності КСХН (рис. 3.4,б) даної спіральної антени, то в досліджуваному діапазоні частот від 2200 МГц до 4000 МГц КСХН не перевищує значення $КСХН \leq 2$. В смузі частот від 500 МГц до 1000 МГц КСХН має гірші значення $КСХН \geq 3$, що і відповідає результатам дослідження коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ (рис. 3.4,а).

Як вже зазначалось, найбільше радіоелектронних засобів, а це, перш за все, системи абонентського радіодоступу персонального, локального (Wi-Fi) і міського рівня охоплення користувачів (2,4 і 5 ГГц), але перш за все Wi-Fi, зараз знаходиться в частотному діапазоні ISM (industrial, scientific and medical), який є частиною безліцензійного радіочастотного спектра загального призначення і займає смугу 2,4–2,483 ГГц. Тому більш детально було розглянуто $|S_{11}|$ та КСВН спіральної антени в діапазоні частот 2.4-2.5 ГГц. Ці залежності наведені на рис. 3.5. Як бачимо частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ спіральної антени становить $|S_{11}| \approx -20$ dB у досліджуваному діапазоні частот від 2400 МГц до 2500 МГц. При цьому КСХН не перевищує значення $КСХН \leq 1.2$, що досить таки чудово з точки зору узгодження з лінією живлення в 50 Ом.

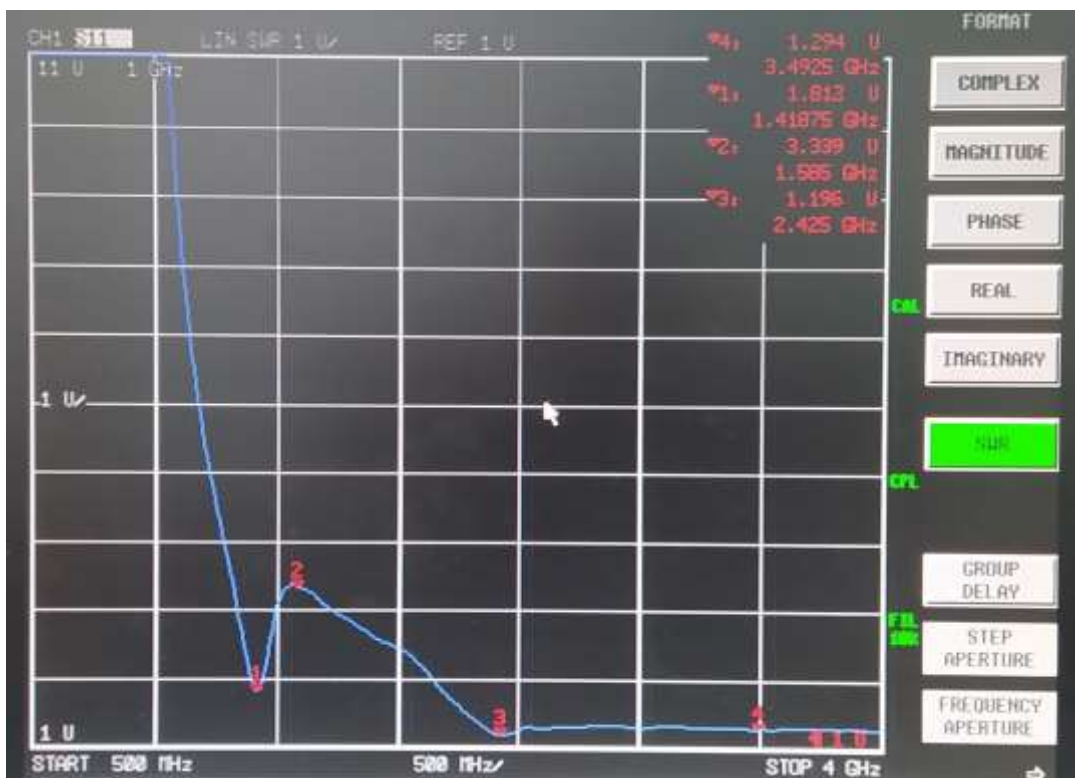
Тому однозначно таку антену можна використовувати у складі систем альтернативного живлення малопотужних радіоелектронних засобів різного призначення, і зокрема бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля.

3.2. Дослідження характеристик патч антени

Наступною досліджуваною антеною для систем альтернативного живлення малопотужних радіоелектронних засобів різного призначення є мікстрічкові патч (patch) антена. На основі наближеної моделі об'ємного резонатора були визначені резонансні частоти прямокутної патч антени для мод TM_{01} і TM_{10} , які забезпечують співвідношення сторін близько одиниці, тобто 8,8 x 7,8 см, при цьому формуються прийнятні ДН для задач збору енергії.

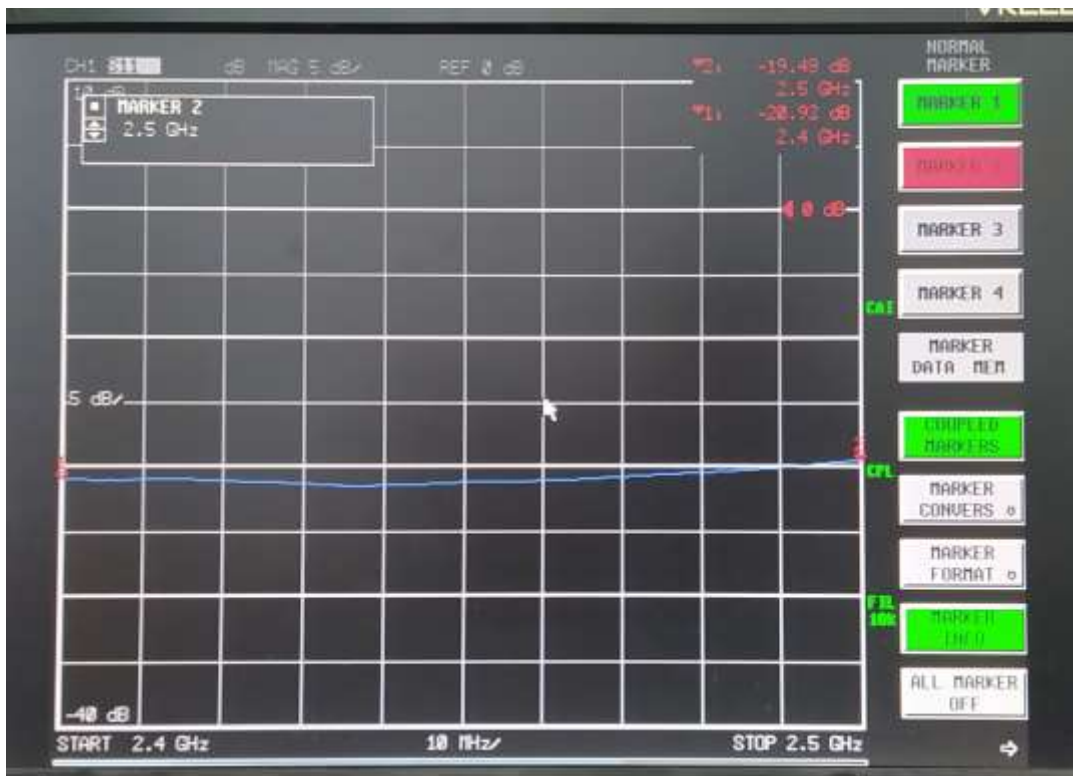


a)

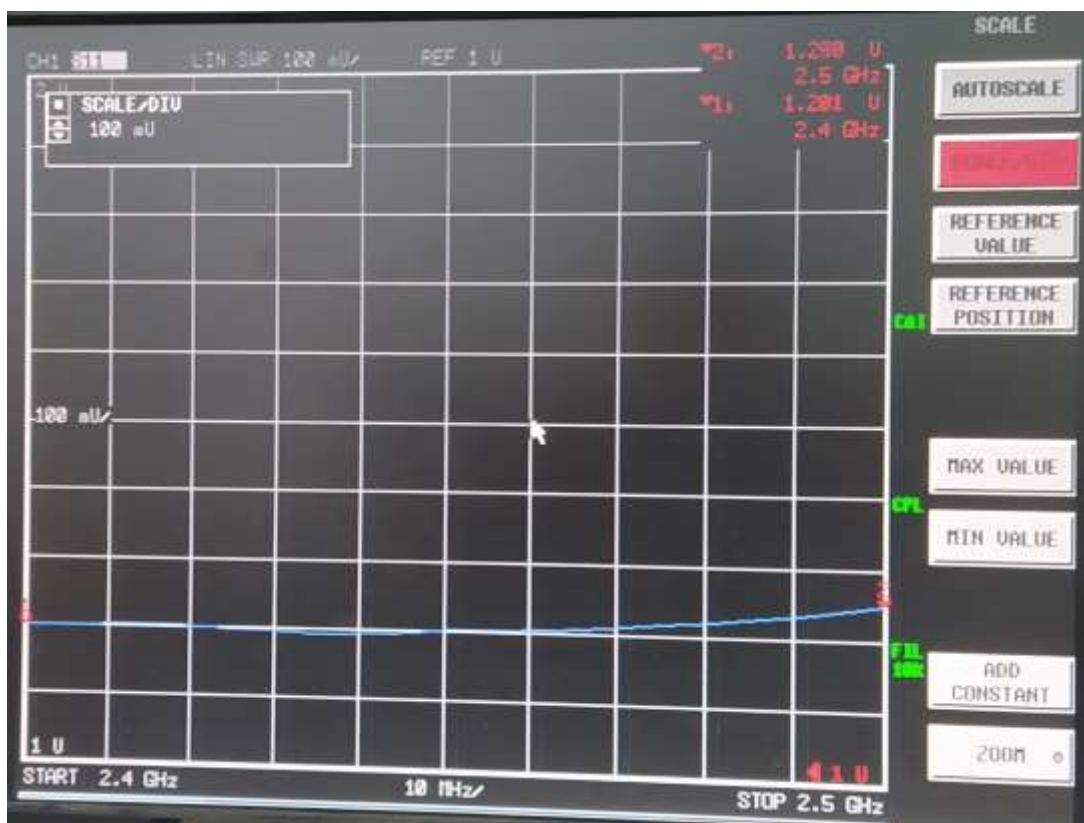


б)

Рисунок 3.4 – Частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ (а) та КСВН (б) експериментального зразка спіральної антени в смузі частот 0.5-4 ГГц



a)



б)

Рисунок 3.5 – Частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ (а) та КСВН (б) експериментального зразка спіральної антени в смузі частот 2.4-2.5 ГГц

Геометрія патча представлена на рис. 3.6.

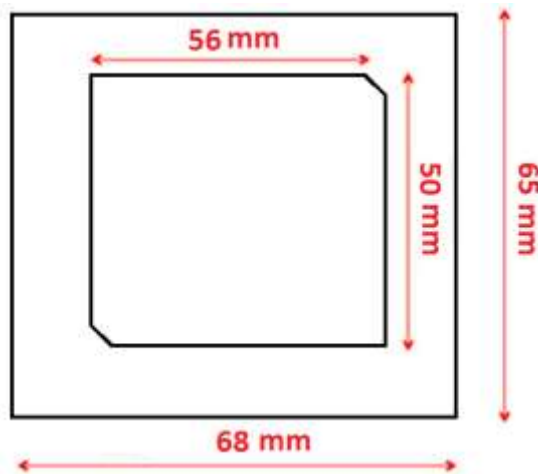


Рисунок 3.6 – Геометрія патч антени

Зробимо розрахунок залежностей модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ і нижньої і верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від розмірів поперечного перерізу живлення штиря ($a \times a$) для визначення оптимальних розмірів, при яких забезпечуватиметься найкраще узгодження антени. Товщина підкладки для цієї антени становить 7.5 мм. У вихідній конфігурації антени $b = 2$ мм, $c = 5$ мм. Результати розрахунку залежностей модуля коефіцієнта відображення представлені у таблиці 3.1 та рис. 3.7.

Як показують наведені залежності, поперечні розміри штиря живлення практично не позначаються на нижній і верхній резонансних частотах антени. Набагато сильніший їхній вплив на модуль коефіцієнта відображення. При цьому в довгохвильовому діапазоні зі зростанням модуль коефіцієнта відображення падає, а потім при $a > 1.5$ мм починає зростати. У короткохвильовому діапазоні зі збільшенням a узгодження антени покращується.

Таблиця 3.1 - Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ та нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від розмірів поперечного перерізу штиря живлення ($a \times a$)

$a \times a$, мм	0.5 x 0.5	1 x 1	1.5 x 1.5	2 x 2	2.5 x 2.5	3 x 3
f_l , ГГц	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79
$ S_{11} $	0.112	0.0776	0.0613	0.0692	0.073	0.0789
f_h , ГГц	3.52	3.55	3.59	3.59	3.59	3.62
$ S_{11} $	0.532	0.428	0.355	0.301	0.265	0.208

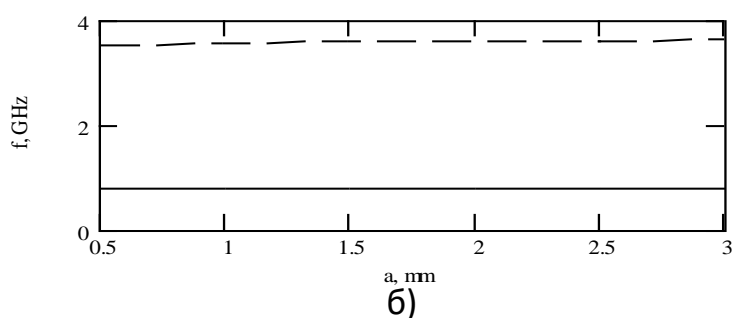
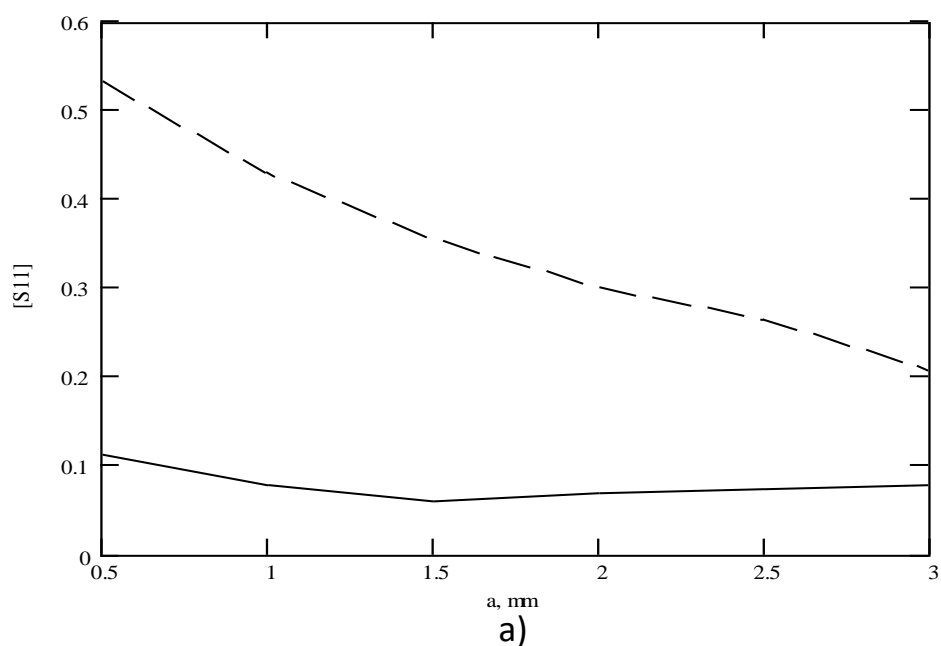


Рисунок 3.7 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$, нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від розмірів поперечного перерізу штиря живлення ($a \times a$)

Можна зробити висновок, що оптимальними розмірами штиря живлення є розміри 2x2 мм. У наступних розрахунках використовуватимемо ці розміри.

Тепер зробимо розрахунок залежностей модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ та нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від зміни положення штиря живлення. Розглянемо залежності при зміні параметрів l_1 (відстань від краю антени до центру штиря живлення) і l_2 (зміщення щодо осі симетрії антени), як показано на рис. 3.15. Результати моделювання наведено у табл. 3.2 – 3.3 та на рис. 3.8-3.9.

Таблиця 3.2 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$, нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від зміни l_1

l_1 , мм	6	9	10	11	12	13	15	18
f_l , ГГц	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79
$ S_{11} $	0.187	0.123	0.0791	0.0692	0.0394	0.0093	0.0685	0.199
f_h , ГГц	3.46	3.51	3.54	3.59	3.63	3.66	3.7	3.7
$ S_{11} $	0.653	0.363	0.326	0.301	0.273	0.255	0.24	0.256

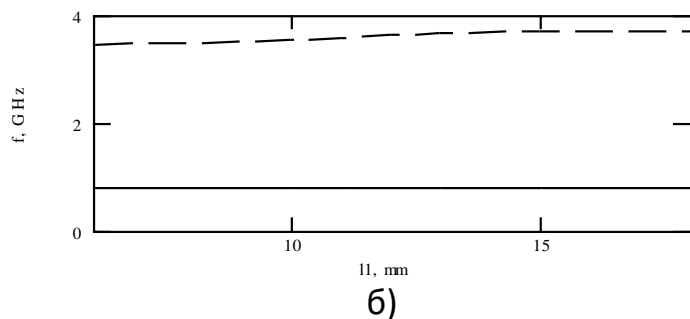
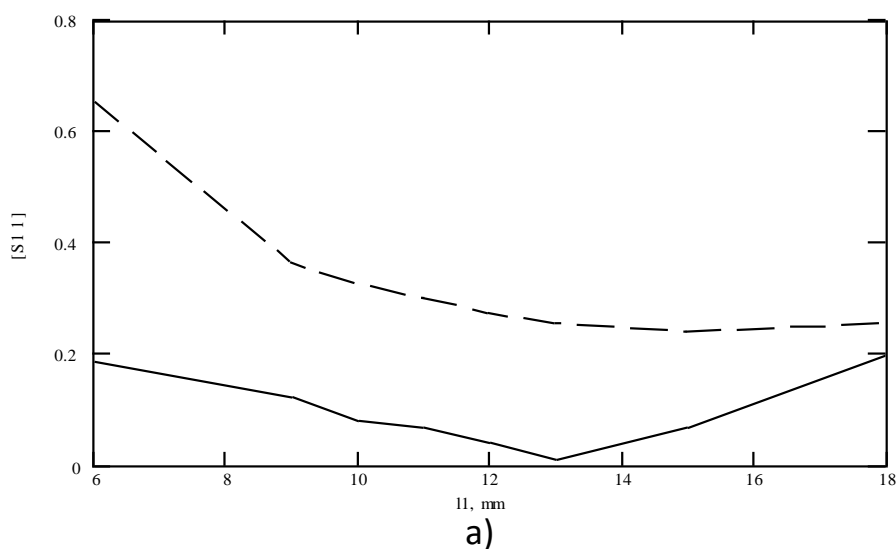
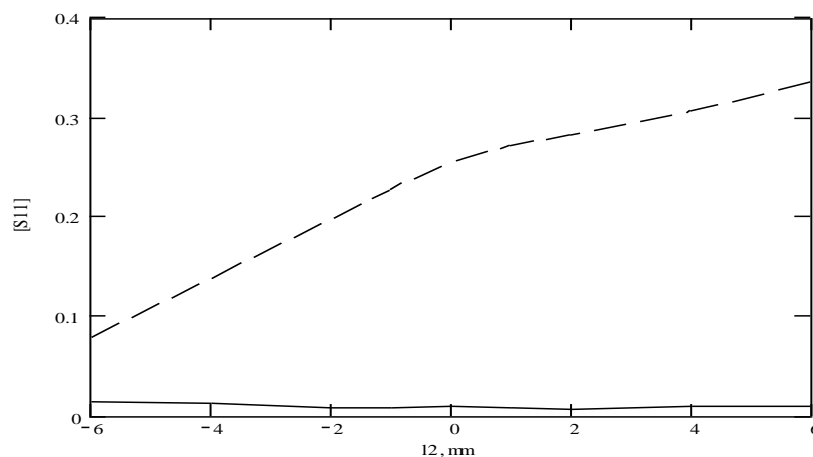


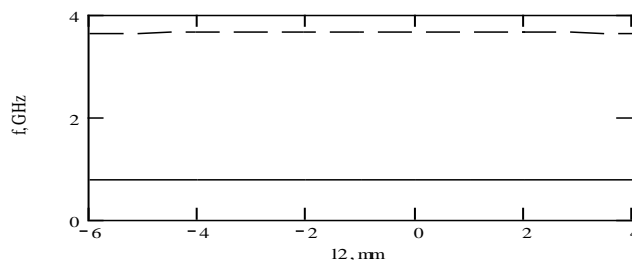
Рисунок 3.8 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ та нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від зміни l_1

Таблиця 3.3 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$, нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від зміни l_2

l_2 , мм	- 6	- 4	- 2	-1	0	1	2	4	6
f_l , ГГц	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79	0.79
$ S_{11} $	0.0148	0.0123	0.0082	0.0081	0.0093	0.0076	0.0068	0.0093	0.01
f_h , ГГц	3.62	3.65	3.66	3.66	3.66	3.66	3.66	3.64	3.62
$ S_{11} $	0.079	0.138	0.197	0.229	0.255	0.272	0.283	0.307	0.336



а)



б)

Рисунок 3.9 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$, нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від зміни l_2

Як показують наведені залежності, зміни розмірів l_1 та l_2 практично не позначаються на нижній та верхній резонансних частотах антени. Набагато сильніший їхній вплив на модуль коефіцієнта відбиття. При $l_1 = 13$ мм модуль коефіцієнта відбиття в довгохвильовому та короткохвильовому діапазонах мають найменші значення. При зміні l_2 в довгохвильовому діапазоні модуль коефіцієнта відображення практично не змінюється, а короткохвильовому діапазоні узгодження антени погіршується при зростанні значення l_2 .

Тоді можна дійти висновку, що найкраще узгодження досягається з відступом на 13 мм від краю антени до центру штиря, $l_2 = -2$ мм (тобто, при розміщенні точки живлення нижче горизонтальної осі симетрії антени на 2 мм).

Дослідимо тепер вплив розмірів b та c на характеристики антени. Для цього спочатку зафіксуємо розмір $c = 5$ мм, а розмір b змінюватимемо. Результати наведено у табл. 3.4 та на рис. 3.10.

Таблиця 3.4 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$, нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від зміни розмірів b при $c = 5$ мм

b , мм	0	1	2	3	4	5	7	10
f_l , ГГц	0.83	0.8	0.79	0.7825	0.775	0.77	0.76	0.75
$ S_{11} $	0.0716	0.026	0.0082	0.0015	0.0425	0.0191	0.0252	0.0702
f_h , ГГц	3.69	3.665	3.66	3.665	3.665	3.67	3.675	3.68
$ S_{11} $	0.189	0.196	0.197	0.194	0.19	0.186	0.18	0.184

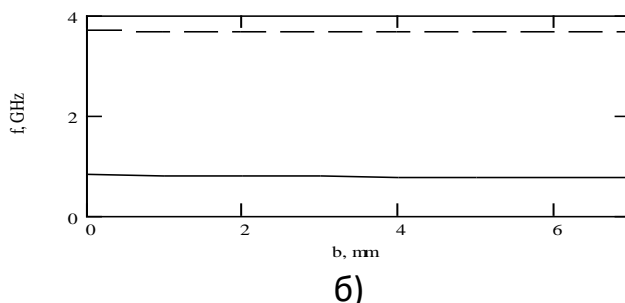
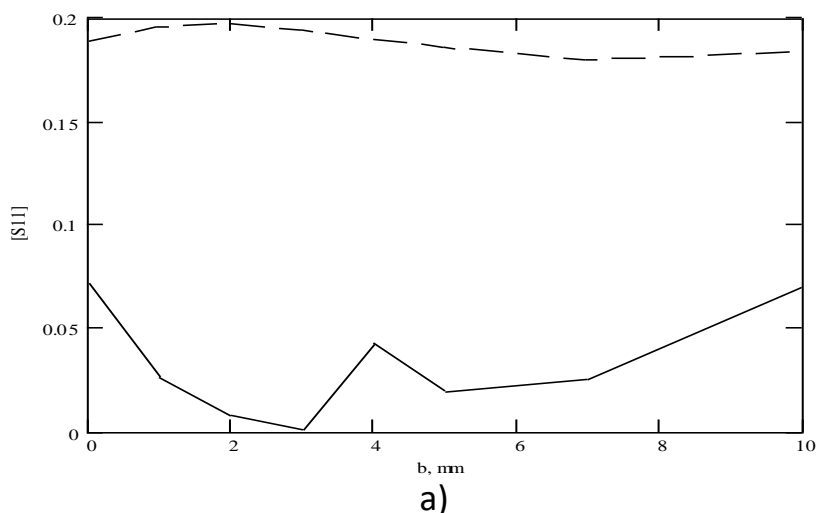


Рисунок 3.10 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ (а), нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) (б) від зміни розмірів b при $c = 5$ мм

Як показують наведені залежності, зміна розміру b практично не позначається на нижній та верхній резонансних частотах антени. Набагато більший вплив ця зміна надає модуль коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$. При цьому в довгохвильовому діапазоні $b = 3$ мм модуль коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ має найменше значення, а в короткохвильовому діапазоні зміна модуля коефіцієнта відображення незначно.

Тобто оптимальним є розмір $b = 3$ мм. Зафіксуємо тепер розмір $b = 3$ мм, а розмір c буде змінювати. Результати наведено у табл. 3.5 та на рис. 3.11.

Таблиця 3.5 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) від зміни розмірів c при $b = 3$ мм

c , мм	0	2	4	5	6	8	10
f_l , ГГц	0.83	0.81	0.795	0.7825	0.7725	0.7525	0.7325
$ S_{11} $	0.0716	0.0923	0.0803	0.0015	0.0089	0.0236	0.0361
f_h , ГГц	3.69	3.68	3.67	3.665	3.66	3.645	3.63
$ S_{11} $	0.189	0.186	0.189	0.194	0.203	0.226	0.296

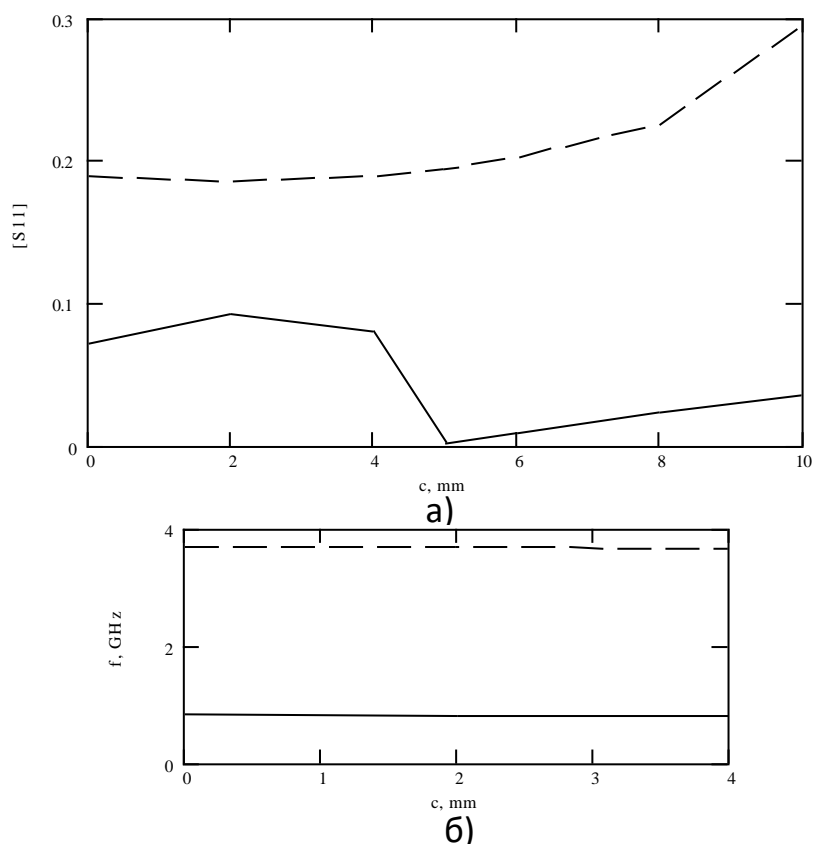


Рисунок 3.11 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ (а), нижньої та верхньої резонансних частот (f_l і f_h) (б) від зміни розмірів c при $b = 3$ мм

Як видно з наведених залежностей, зміна розміру практично не позначається на нижній і верхній резонансних частотах антени. Набагато більший вплив ця зміна надає модуль коефіцієнта відбиття. При цьому в довгохвильовому діапазоні при $c = 5$ мм модуль коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ має найменше значення. У короткохвильовому діапазоні відбувається збільшення модуля коефіцієнта відбиття. Тоді можна дійти висновку, що оптимальним є розмір $c = 5$ мм.

Отже, після проведення аналізу параметрів антени, вибираємо $b = 3$ мм, $c = 5$ мм, оскільки при такій геометрії антени забезпечується найменше значення модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$.

Залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ від частоти патч антени з вибраними параметрами наведена на рис. 3. 12.

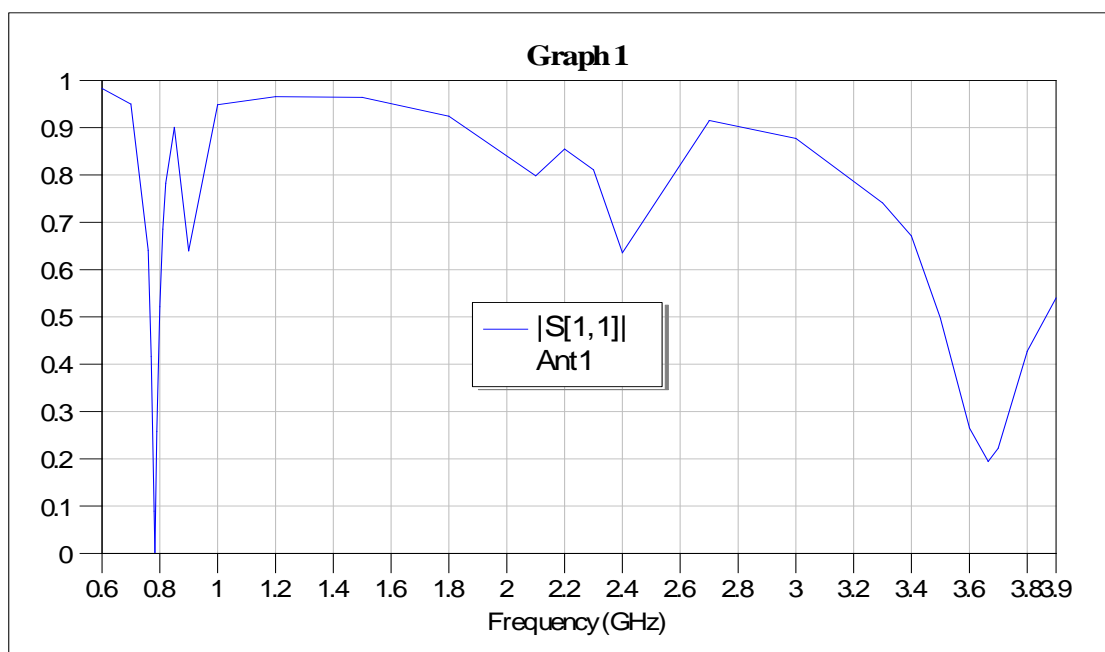
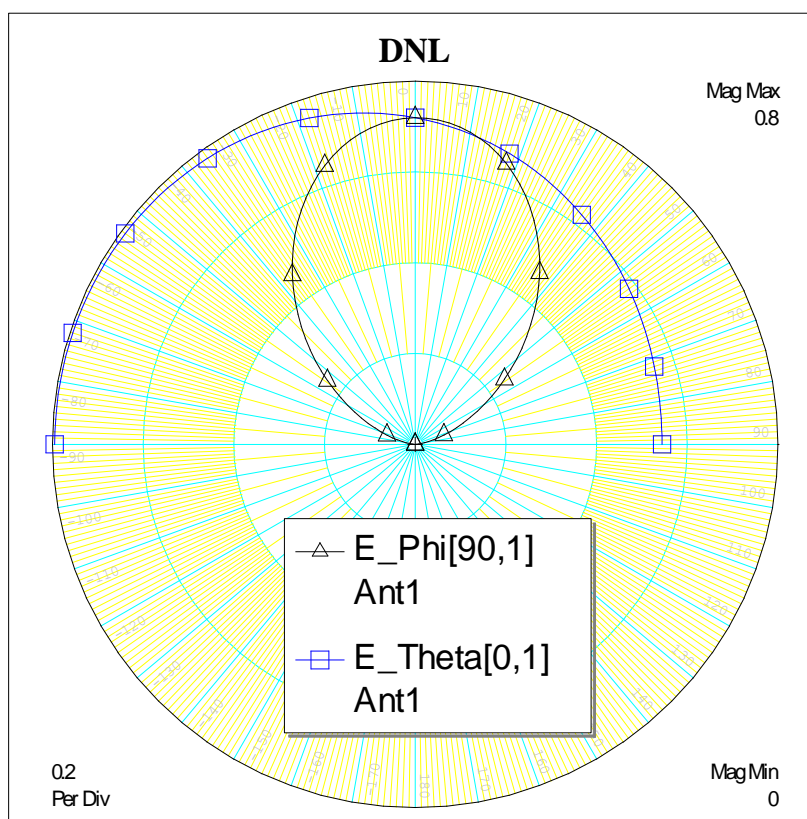


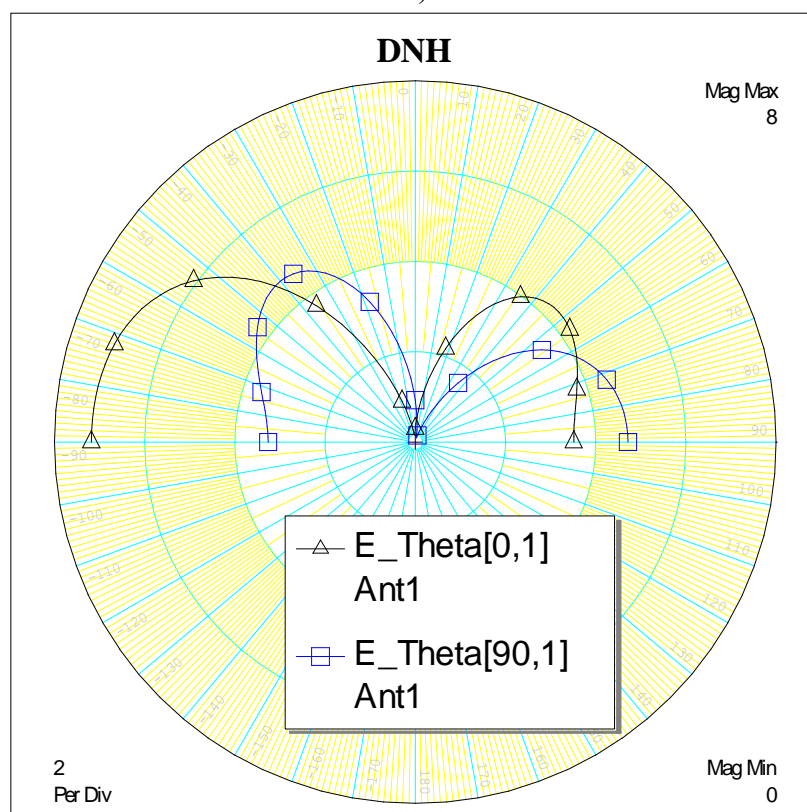
Рисунок 3. 12 – Залежності модуля коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ антени від частоти

Діаграми направленості (ДН) на нижній та верхній резонансних частотах наведені на рис. 3.13.

З наведених вище залежностей видно, що відношення частот у отриманій антени становить $f_h/f_l \approx 4.7$. ДН має задовільний вигляд у нижній області резонансної частоти.



a)



б)

Рисунок 3.13 – ДН антени на нижній (а) та верхній (б) резонансних частотах

На основі даних розрахунку та оптимізації спроектований макет мікροстрічкової патч антени, який має розміри 56 x 52 мм, а її загальний вигляд наведено на рис. 3.14.

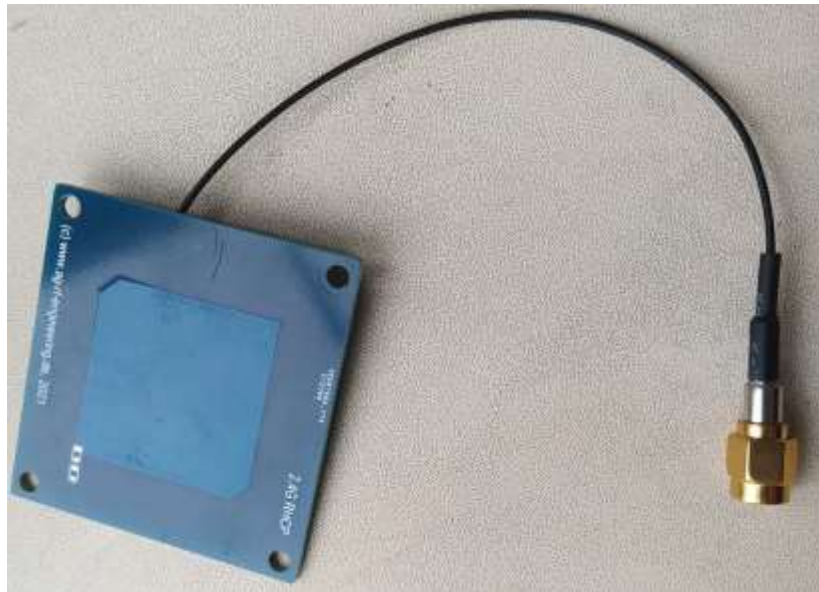


Рисунок 3.14 – Загальний вигляд патч антени

На рис. 3.15 наведено ДН по куту місця експериментального зразка мікροстрічкової патч антени на частоті 2.4 ГГц. Звідки видно, що патч антена приймає ЕМ поле в секторі кутів 180 град і має гарне співпадіння з ДН отриманою в результаті моделювання і наведеною на рис. 3.13.

Для вимірювання частотної залежності модуля коефіцієнта відбиття S_{11} та КСХН експериментального зразка мікροстрічкової патч антени використано векторний аналізатор кіл ZVR 9 kHz-4 GHz від Rohde&Schwarz. Робочий діапазон частот векторного аналізатора кіл вибрано 2300-2500 МГц.

Частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ та КСВН експериментального зразка прямокутної патч антени в смузі частот 2300-2500 МГц наведена на рис. 3.16.

Як видно з отриманих експериментальних результатів (рис. 3.16,а), частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ спіральної антени становить $|S_{11}| \leq -10$ dB у досліджуваному діапазоні частот від 2321 МГц до 2444 МГц. Найкраще значення $|S_{11}| = -29.89$ dB спостерігається на частоті 2369 МГц. Таким чином, досліджувана патч антени має коефіцієнт відбиття $|S_{11}| \leq -10$ dB, у смузі 123 МГц діапазону ISM і добре узгоджується з результатами моделювання.

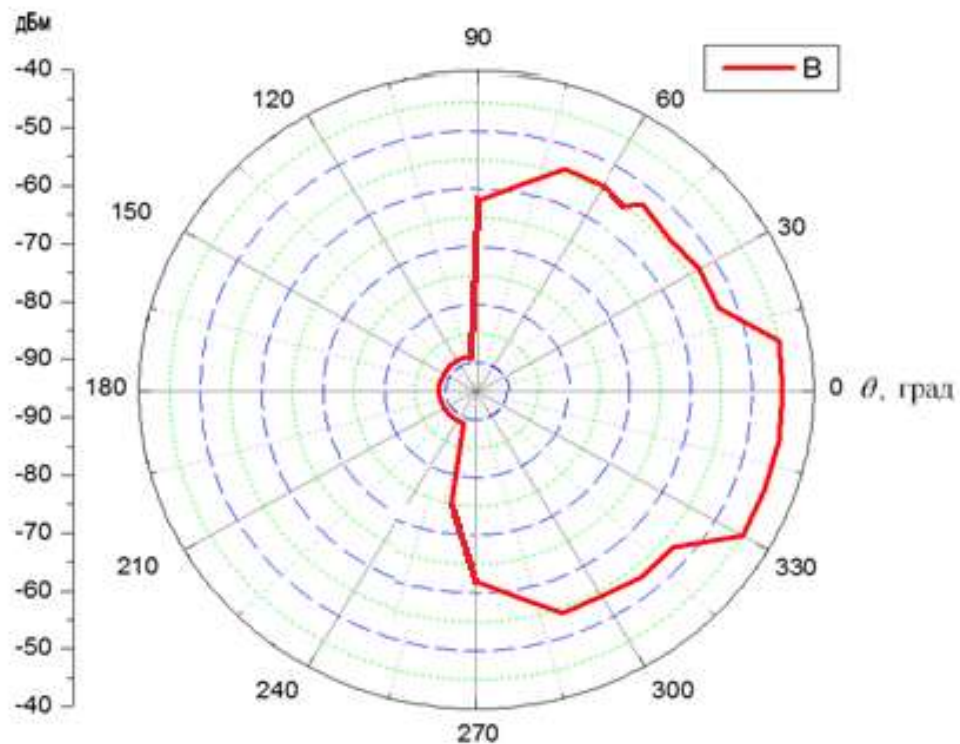
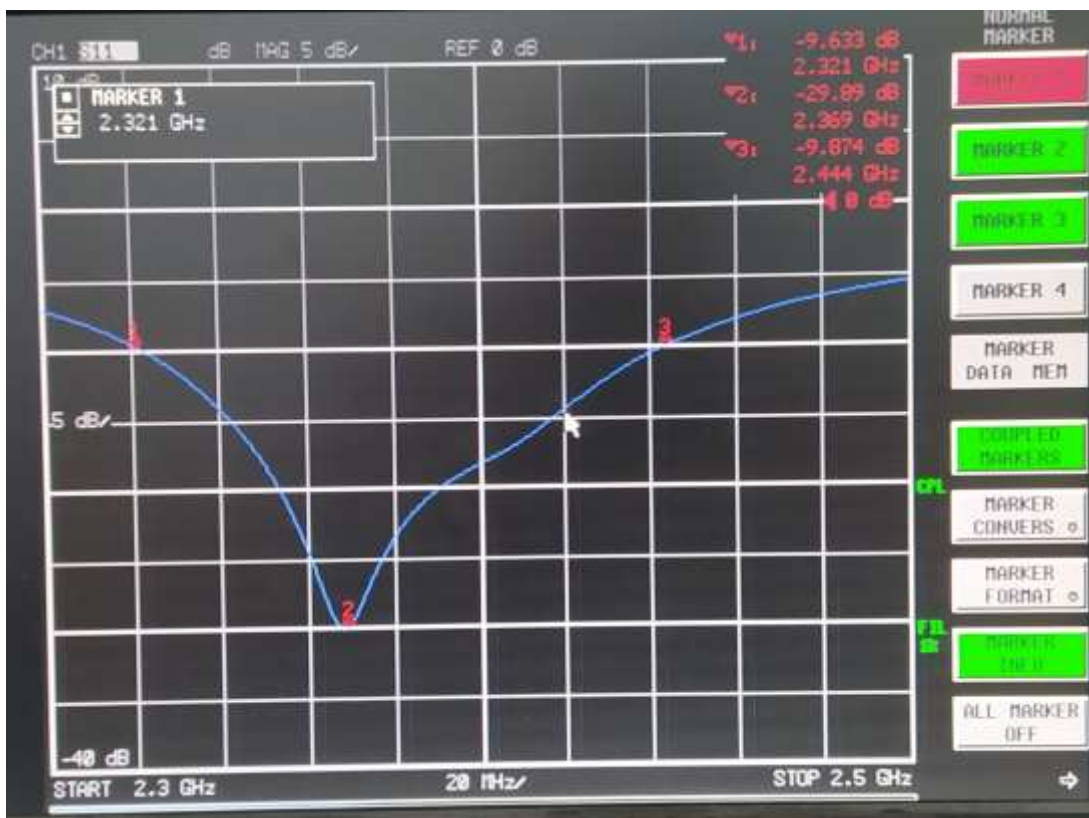


Рисунок 3.15 – ДН експериментального зразка мікροстрічкової патч антени

Як видно з отриманих результатів експериментальних досліджень частотної залежності КСХН (рис. 3.16, б) прямокутної патч антени, то в досліджуваному діапазоні частот від 2321 МГц до 2444 МГц КСХН не перевищує значення $\text{КСХН} \leq 2$.

Таким чином, для спіральної антени відносна смуга частот $\Delta f / f_0 = (4000 - 2200) \text{ МГц} / 3100 \text{ МГц} = 58 \%$, а для прямокутної патч антени відносна частота $\Delta f / f_0 = 5.2 \%$, тобто в спіральної антени кращі частотно незалежні властивості ніж у патч антени. Але для реалізації ДН тільки в основному напрямку потрібно застосувати додаткові заходи щоб позбутися двонаправленої ДН в напрямку тилу. Це може бути вузькосмуговий екран для компенсації небажаного випромінювання, або використання поглинаючих матеріалів для зменшення резонансних ефектів, хоча вони при цьому призводять до втрати ККД.



a)



б)

Рисунок 3.16 – Частотна залежність коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ (а) та КСХН (б) експериментального зразка патч антени в смузі частот 2.3-2.5 ГГц

Висновки до розділу 3

1. Поширеним видом антен у складі систем збору РЧ енергії зараз є низькопрофільні мікросмужкові антени, копланарні (антена розташована в одній площині) серед яких:

- двозахіді спіральні антени;
- патчі (patch) або мікροстрічкові патч антени (квадратної, прямокутної, круглої, дипольна форми).

2. Двозахіді спіральні антени - це частотно-незалежні антенни, можуть забезпечувати добре узгодження в широкій смузі частот (1-20 ГГц); малогабаритні та прості у виготовленні. Для реалізації ДН тільки в основному напрямку в спіральній антені потрібно застосувати додаткові заходи щоб позбутися двонаправленої ДН в напрямку тилу.

3. Патч антени забезпечують краще умови узгодженості, але вони резонансні і працюють в більш вузькій смузі частот порівняно з двозахідними спіральними антенами. Проте вони також малогабаритні та технологічні, а також завдяки прийнятним характеристикам випромінювання і особливо низькому рівню крос-поляризаційного випромінювання.

4. У спіральної антени відносна смуга частот $\Delta f / f_0 = (4000 - 2200) \text{ МГц} / 3100 \text{ МГц} = 58 \%$, у прямокутної патч антени – $\Delta f / f_0 = 5.2 \%$.

ВИСНОВКИ

Магістерська робота присвячена комплексним дослідженням, пов'язаним з розробкою бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля (СКПА) і проектуванням антен у складі її системи альтернативного живлення.

Ця задача живлення електронної схеми СКПА, встановленої на рухомій частині підвіски автомобіля може вирішуватись у два способи. У першому випадку живлення здійснюється за рахунок цілеспрямованої передачі радіочастотної енергії (WPT - Wireless Power Transmission) на ректену, яка перетворює її в постійний струм. У другому варіанті живлення передбачається вилучення радіочастотної енергії з навколишнього простору (RF EH - RF Energy Harvesting).

Головна функція ректени - це забезпечення високого ККД перетворення RF енергії в енергію постійного струму в широкій смузі частот, для чого потрібне використання широкосмугових антен, здатних приймати високий рівень RF потужності від різних джерел в широкій смузі частот з лінійною, а краще круговою поляризацією. Антена з круговою поляризацією забезпечує прийом RF потужності з меншою неузгодженістю по поляризації.

Поширеним видом антен у складі систем збору РЧ енергії є низькопрофільні мікросмужкові антени, копланарні (антена розташована в одній площині) пластини (накладка, патч, patch) або мікροстрічкові патч (patch) антени (квадратної, прямокутної, круглої, дипольна форми) через простоту їх виготовлення, а також завдяки прийнятним характеристикам випромінювання і особливо низькому рівню крос-поляризаційного випромінювання.

Також важливим є те, що у мікросмужковому низькопрофільному варіантах реалізації можуть бути реалізовані частотно-незалежні лог-періодичні структури, зокрема двозахіді спіральні антени. Для реалізації ДН тільки в основному напрямку в спіральних антенах потрібно застосувати додаткові заходи, щоб позбутися випромінювання в напрямку тилу (позбутися двонаправленої ДН).

Для зменшення габаритів patch антен використовуються підкладки з високою діелектричної проникністю, в яких довжина хвилі зменшується приблизно з

квадратним коренем відносної діелектричної проникності ϵ_r , отже, розміри резонуючого патчу зменшуються теж.

В магістерській роботі засобами САD були спроектовані

- двозахіда спіральна антена та
- патч (patch) або мікροстрічкова патч антена майже квадратної форми.

для роботи у смузі частот 2400-2500 МГц у складі систем альтернативного RF живлення радіоелектронних засобів різного призначення, в тому числі у складі бездротової бортової системи контролю підвіски автомобіля.

Результати комп'ютерного моделювання засобами САD двозахіда спіральна та патч для роботи у смузі частот 2400-2500 МГц демонструють добре узгодження з результатами вимірювань ДН та коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ експериментальних зразків антен.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Д.В. Грецких, В.Г. Лихограй, А.А. Щербина, С.Н. Сакало, Т.С. Ткачева СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПОДВЕСКИ АВТОМОБИЛЯ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ // «Радіотехніка» Всеукраїнський міжвідомчий науково-технічний збірник 2020, № 201, с. 52-63.
2. Fadel L., Oyhenart L., Berge's R., Vigneras V., Taris Th. A concurrent 915/2440 MHz RF energy harvester // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Cambridge University Press and the European Microwave Association, 2016, 10 p., doi:10.1017/S1759078716000179
3. Sika Shrestha, Sun-Kuk Noh, Dong-You Choi Comparative Study of Antenna Designs for RF Energy Harvesting // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation, Volume, January 2013, 10 p.
4. 2. Na Liu, Pengfei Yang, Weijiang Wang «Design of a Miniaturized Ultrawideband Compound Spiral Antenna» // School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, China – 2013.
5. 6. Yangyi Zhao, Weidong Hu «Design Of A UWB Unidirectional Radiation Compound Spiral Antenna» // Beijing Key Laboratory of Millimeter wave and Terahertz Technology, School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology Beijing, China – 2015.
6. Муравьев Ю.К., Серков В.П., Гавеля Н.П., Истрашкин А.Д, Буткевич А.О. Антенны. Часть 1. – Ленинград: ВКАС, 1964. – 630 с.
7. Лихограй В. Г., Крючкова Л.П., Стрельницкий А.А., Стрельницкий А.Е., Хорошко В.А., Цопа А.И., Шокало В.М. Производительность и помехозащищенность радиоканалов систем абонентского радиодоступа: Под. ред. проф. В.М. Шокало, проф. В.А. Хорошко.– Харьков: КП «Городская типография», 2011. – 220 с.
8. Методичні вказівки до виконання та захисту атестаційної роботи магістра для студентів усіх форм навчання спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» спеціалізації «радіотехніка» / Упоряд.: І.О.Милютченко, А.М. Олейніков. – Харків: ХНУРЕ, 2018. – 52 с.