

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій

До захисту допущено:

В.о.завідувача кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

« ____ » _____ 2026 р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра

**за освітньо-професійною програмою «Інженерія та програмування
інфокомунікацій»**

спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

**на тему: «Проектування круглої патч-антени з коаксіальним живленням
діапазону 1.8 ГГц»**

Виконавля:

студентка IV курсу, групи ТЗ-21

Овсієнко Дарина Олександрівна

Керівник:

Доцент кафедри ТК НН ІТС, к.т.н., доцент

Трубаров Ігор Володимирович

Рецензент:

Старший викладач кафедри ІТТ НН ІТС,

Курдеча Василь Васильович

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших авторів
без відповідних посилань.

Студентка _____

Київ – 2026 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем
Кафедра телекомунікацій

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Інженерія та програмування інфокомунікацій»

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о.завідувача кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«__» _____ 2026 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студентці

Овсієнко Дарині Олександрівні

1. Тема роботи «Проектування круглої патч-антени з коаксіальним живленням діапазону 1.8 ГГц», керівник роботи Трубаров Ігор Володимирович, к.т.н., доцент, затверджені наказом по університету від «26» травня 2026 р. № 1912-с.

2. Термін подання студентом роботи 10 червня 2026 р.

3. Вихідні дані до роботи: Методи розрахунку геометричних параметрів круглих патч-антен. Методи чисельного електродинамічного моделювання антен. Метод скінченних елементів. Частотні характеристики антен. Коефіцієнт відбиття S_{11} . Коефіцієнт стоячої хвилі VSWR. Коефіцієнт підсилення антени. Діаграма спрямованості антени. Коаксіальне живлення патч-антен. Дворезонаторні патч-антени з пасивним резонатором. Програмне середовище ANSYS HFSS для моделювання та оптимізації антенних структур.

4. Зміст роботи: 1) Розрахувати параметри однорезонаторної круглої патч-антени; 2) створити та оптимізувати модель однорезонаторної антени в середовищі ANSYS HFSS; 3) обчислити коефіцієнт відбиття S_{11} , коефіцієнт стоячої хвилі VSWR, коефіцієнт підсилення Gain, побудувати діаграму спрямованості та обчислити ширину основної пелюстки HPBW однорезонаторної антени на частотах 1710, 1795 і 1880 МГц; 4) створити дворезонаторну модель антени з пасивним патчем та оптимізувати її параметри; 5) обчислити S_{11} , VSWR, Gain, побудувати діаграму спрямованості та обчислити ширину основної пелюстки HPBW дворезонаторної антени на частотах 1710, 1795 і 1880 МГц.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (із зазначенням плакатів, презентацій тощо):

Слайд 1 Титульний слайд

Слайд 2 Об'єкт, предмет і мета роботи

Слайд 3 Актуальність та завдання роботи

Слайд 4 Огляд антен діапазону 1,8 ГГц

Слайд 5 Переваги патч-антен

Слайд 6 Коаксіальне живлення патч-антени

Слайд 7 Аналітичний розрахунок параметрів

Слайд 8 Модель однорезонаторної антени

Слайд 9 Оптимізація однорезонаторної антени

Слайд 10 Показники однорезонаторної антени

Слайд 11 Модель дворезонаторної антени

Слайд 12 Оптимізація дворезонаторної антени

Слайд 13 Показники дворезонаторної антени

Слайд 14 Коефіцієнт підсилення та 3D діаграми спрямованості

Слайд 15 Перерізи ДСА та HPBW

Слайд 16 Порівняння однорезонаторної та дворезонаторної антен

Слайд 17 Загальні висновки

6. Дата видачі завдання 24.10.2025 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вибір теми дослідження. Становлення мети та основних задач роботи.	24.10.2025-30.10.2025	Виконано
2	Огляд літературних джерел	30.10.2025-26.11.2025	Виконано
3	Розрахунок параметрів однорезонаторної патч-антени	30.11.2025-30.01.2026	Виконано
4	Моделювання та оптимізація однорезонаторної патч-антени	17.04.2026-18.05.2026	Виконано
5	Моделювання та оптимізація дворезонаторної патч-антени	20.05.2026-06.06.2026	Виконано
6	Підготовка матеріалів до друку та оформлення презентації для доповіді	08.06.2026-10.06.2026	Виконано

Студент

Дарина ОВСІЄНКО

Керівник

Ігор ТРУБАРОВ

РЕФЕРАТ

Дипломна робота: 72 с., 38 рис., 4 табл., 16 джерел.

Актуальність роботи пояснюється необхідністю розроблення компактних антенних структур для сучасних систем мобільного та бездротового зв'язку. Діапазон 1,8 ГГц активно використовується у стандартах GSM-1800 та LTE-1800, тому важливим є створення антени, яка забезпечує прийнятне узгодження, стабільне підсилення та ефективне випромінювання в робочій смузі частот 1710–1880 МГц.

Метою роботи є проектування, моделювання та оптимізація круглої патч-антени з коаксіальним живленням для діапазону 1,8 ГГц, а також порівняння характеристик однорезонаторної та дворезонаторної конструкцій.

Об'єктом дослідження є кругла патч-антена з коаксіальним живленням, призначена для роботи в діапазоні частот 1710–1880 МГц.

Предметом дослідження є електродинамічні характеристики однорезонаторної та дворезонаторної круглої патч-антени, зокрема коефіцієнт відбиття S_{11} , коефіцієнт стоячої хвилі VSWR, коефіцієнт підсилення, діаграма спрямованості та ширина основної пелюстки.

У першому розділі проведено огляд літературних джерел з тематики антен діапазону 1,8 ГГц.

У другому розділі виконано аналітичний розрахунок початкових геометричних параметрів однорезонаторної круглої патч-антени з коаксіальним живленням.

У третьому розділі створено модель однорезонаторної антени в середовищі ANSYS HFSS та виконано оптимізацію її параметрів.

У четвертому розділі розроблено дворезонаторну модель антени шляхом додавання пасивного патча. У результаті отримано конструкцію, яка забезпечує виконання умови $VSWR \leq 2$ у всьому робочому діапазоні 1710–1880 МГц.

Ключові слова : патч-антена, коаксіальне живлення, дворезонаторна антена, пасивний резонатор, коефіцієнт відбиття, VSWR, діаграма спрямованості, ANSYS HFSS, GSM-1800, LTE-1800.

ABSTRACT

Bachelor's thesis: 72 pages, 38 figures, 4 tables, 16 references.

The relevance of the work is explained by the need to develop compact antenna structures for modern mobile and wireless communication systems. The 1.8 GHz band is actively used in GSM-1800 and LTE-1800 standards; therefore, it is important to create an antenna that provides acceptable matching, stable gain, and efficient radiation in the operating frequency band of 1710–1880 MHz.

The aim of the work is to design, simulate, and optimize a circular patch antenna with coaxial feed for the 1.8 GHz band, as well as to compare the characteristics of single-resonator and two-resonator structures.

The object of the research is a circular patch antenna with coaxial feed designed to operate in the frequency band of 1710–1880 MHz.

The subject of the research is the electrodynamic characteristics of single-resonator and two-resonator circular patch antennas, in particular the reflection coefficient S_{11} , voltage standing wave ratio VSWR, gain, radiation pattern, and half-power beamwidth.

The first section presents a review of literature sources on antennas for the 1.8 GHz band.

The second section provides an analytical calculation of the initial geometrical parameters of a single-resonator circular patch antenna with coaxial feed.

The third section presents the development of a single-resonator antenna model in ANSYS HFSS and the optimization of its parameters.

The fourth section develops a two-resonator antenna model by adding a parasitic patch. As a result, a structure is obtained that satisfies the condition $VSWR \leq 2$ throughout the entire operating frequency band of 1710–1880 MHz.

Keywords: patch antenna, coaxial feed, two-resonator antenna, parasitic resonator, reflection coefficient, VSWR, radiation pattern, ANSYS HFSS, GSM-1800, LTE-1800.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	11
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ З ТЕМАТИКИ ПРОЕКТУВАННЯ ПАТЧ-АНТЕН ДІАПАЗОНУ 1.8 ГГц	14
1.1 Види антен діапазону 1.8 ГГц.....	14
1.2 Область застосування патч-антен та їх різновиди.....	19
1.2.1 Діапазони роботи патч-антен.....	20
1.2.2 Коаксіальне живлення патч-антен	21
1.2.3 Патч-антени з круговою поляризацією	21
1.2.4 Антенні решітки патч-антен	22
1.3 Основні чисельні методи розрахунку антен.....	23
1.3.1 Метод скінченних елементів.....	24
1.3.2 Метод скінченних різниць у часовій області	24
Висновки	25
РОЗДІЛ 2 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ОДНОРЕЗОНАТОРНОЇ ПАТЧ- АНТЕНИ.....	27
2.1 Теоретичні основи розрахунку круглої патч-антени з коаксіальним живленням.....	27
2.2 Розрахунок геометричних параметрів одnoreзонаторної круглої патч- антени	30
Висновки	34
РОЗДІЛ 3 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ОДНОРЕЗОНАТОРНОЇ ПАТЧ-АНТЕНИ	36
3.1 Первинне моделювання одnoreзонаторної патч-антени на основі аналітичних розрахунків	36
3.2 Параметрична оптимізація радіуса патча та точки живлення.....	40
3.3 Аналіз основних характеристик антени після оптимізації	45
Висновки	50
РОЗДІЛ 4 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ДВОРЕЗОНАТОРНОЇ ПАТЧ-АНТЕНИ	52
4.1 Створення моделі двореzonаторної круглої патч-антени	52
4.2 Параметрична оптимізація двореzonаторної круглої патч-антени	53
4.3. Аналіз характеристик оптимізованої двореzonаторної патч-антени	59
Висновки	65
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	67

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	71
----------------------------------	----

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ВЧ	Високі частоти
ГГц	Гігагерц
ДВЧ	Дуже високі частоти
ДСА	Діаграма спрямованості антени
КСХН	Коефіцієнт стоячої хвилі напруги
МГц	Мегагерц
МСЕ	Метод скінченних елементів
НВЧ	Надвисокі частоти
ТЗ	Технічне завдання
ЧХ	Частотна характеристика
AEDT	Ansys Electronics Desktop
CDMA	Code Division Multiple Access, множинний доступ з кодовим поділом каналів
E-plane	Електрична площина діаграми спрямованості
FDTD	Finite-Difference Time-Domain, метод скінченних різниць у часовій області
FEM	Finite Element Method, метод скінченних елементів
FR4	Тип склотекстолітової діелектричної підкладки
GPS	Global Positioning System, система глобального позиціонування
GSM	Global System for Mobile Communications, глобальна система мобільного зв'язку
H-plane	Магнітна площина діаграми спрямованості
HFSS	High Frequency Structure Simulator, програмний модуль для електродинамічного моделювання високочастотних структур
HPBW	Half-Power Beamwidth, ширина основної пелюстки діаграми спрямованості на рівні половинної потужності

IoT	Internet of Things, Інтернет речей
ISM	Industrial, Scientific and Medical, промисловий, науковий і медичний діапазон частот
LHCP	Left-Hand Circular Polarization, лівостороння кругова поляризація
LTE	Long Term Evolution, стандарт мобільного зв'язку четвертого покоління
MIMO	Multiple Input Multiple Output, система з багатьма входами та багатьма виходами
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit, монолітна мікрохвильова інтегральна схема
MNM	Multiport Network Model, багатопортова мережева модель
MoM	Method of Moments, метод моментів
MSA	Microstrip Antenna, мікросмужкова антена
PIN	Напівпровідниковий діод із власною областю між р- та n-областями
RHCP	Right-Hand Circular Polarization, правостороння кругова поляризація
SDT	Spectral Domain Technique, спектральний метод
SMA	SubMiniature version A, тип високочастотного коаксіального роз'єму
S11	Коефіцієнт відбиття на вході антени
TM	Transverse Magnetic, поперечно-магнітна мода
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio, коефіцієнт стоячої хвилі напруги
Wi-Fi	Технологія бездротової локальної мережі
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access, технологія широкосмугового бездротового доступу
WLAN	Wireless Local Area Network, бездротова локальна мережа

ВСТУП

Будь-яка система бездротового зв'язку починається не з передавача і не з приймача, а з антени — елемента, який перетворює електричний сигнал у електромагнітну хвилю та забезпечує саму можливість передавання інформації на відстань. Саме від параметрів антени значною мірою залежать якість зв'язку, рівень втрат, стабільність приймання сигналу та ефективність роботи всієї радіотехнічної системи. Тому питання проектування компактних, ефективних і добре узгоджених антен залишається одним із важливих напрямів сучасної телекомунікаційної галузі.

Особливе значення має діапазон близько 1.8 ГГц, який використовується в системах мобільного зв'язку GSM-1800 та LTE-1800. Для цього діапазону антена повинна не лише мати резонанс поблизу центральної частоти, а й забезпечувати стабільну роботу в усій робочій смузі 1710–1880 МГц. На практиці це є складним завданням, оскільки компактні антени часто мають вузьку смугу узгодження, а їхні характеристики суттєво залежать від геометрії випромінювача, способу живлення, матеріалів та взаємного розташування елементів конструкції.

Одним із перспективних типів антен для роботи в діапазоні 1.8 ГГц є мікросмужкові патч-антени. Вони мають низькопрофільну конструкцію, малу масу, простоту виготовлення та можливість інтеграції з планарними схемами. Такі антени широко застосовуються в мобільних пристроях, базових станціях, бездротових сенсорних мережах, IoT-пристроях, системах WLAN, WiMAX та інших засобах радіозв'язку. Однак класичні однорезонаторні патч-антени мають суттєвий недолік — відносно вузьку смугу узгодження. Це означає, що антена може ефективно працювати лише поблизу однієї резонансної частоти, тоді як на краях робочого діапазону її характеристики можуть істотно погіршуватися.

У даній дипломній роботі розглядається задача проектування круглої патч-антени з коаксіальним живленням для діапазону 1710–1880 МГц із центральною частотою 1795 МГц. Вибір круглої форми випромінювального патча зумовлений її конструктивною простотою, стабільністю діаграми спрямованості та зручністю аналізу резонансних властивостей. Коаксіальне живлення обрано

через можливість безпосереднього підключення до випромінювального елемента та можливість регулювання точки живлення для покращення узгодження антени з 50-омним фідерним трактом.

Актуальність роботи полягає в необхідності створення компактної та ефективної антенної конструкції для роботи в діапазоні GSM-1800/LTE-1800. У сучасних умовах зростає потреба в антенах, які здатні забезпечувати не лише резонанс на центральній частоті, а й стабільні характеристики в усьому заданому робочому діапазоні. Тому важливим є не тільки аналітичний розрахунок початкових геометричних параметрів антени, але й подальше чисельне моделювання та оптимізація її конструкції.

Метою дипломної роботи є проєктування круглої коаксіально-живленої патч-антени діапазону 1.8 ГГц, дослідження її електродинамічних характеристик та покращення узгодження в робочому діапазоні 1710–1880 МГц шляхом переходу від однорезонаторної до дворезонаторної конструкції.

Для досягнення поставленої мети в роботі необхідно вирішити такі завдання: провести огляд літературних джерел щодо антен діапазону 1.8 ГГц та різновидів патч-антен; розрахувати початкові геометричні параметри однорезонаторної круглої патч-антени; створити тривимірну модель антени в середовищі ANSYS HFSS; виконати параметричну оптимізацію радіуса активного патча та положення точки коаксіального живлення; дослідити частотні характеристики $S_{11}(f)$ і $VSWR(f)$; побудувати тривимірні діаграми спрямованості та перерізи в E – і H – площинах; визначити ширину основної пелюстки діаграми спрямованості; створити дворезонаторну модель антени шляхом додавання пасивного резонатора; виконати оптимізацію параметрів дворезонаторної конструкції та оцінити її основні характеристики.

Об'єктом проєктування є кругла мікросмужкова патч-антена з коаксіальним живленням для діапазону частот 1.8 ГГц.

Предметом дослідження є вплив геометричних параметрів патч-антени, зокрема радіуса активного патча, положення точки живлення та параметрів пасивного резонатора, на коефіцієнт відбиття, коефіцієнт стоячої хвилі, коефіцієнт підсилення та діаграму спрямованості антени.

Основними проєктними рішеннями в роботі є використання повітряного діелектрика з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon = 1$, застосування алюмінію як матеріалу провідників, використання коаксіального SMA-живлення, а також побудова дворезонаторної конструкції з пасивним патчем для розширення смуги узгодження. Початково розглядається однорезонаторна антена, яка дозволяє налаштувати резонанс поблизу центральної частоти 1795 МГц. Проте через вузькосмуговий характер такої конструкції надалі вводиться додатковий пасивний резонатор, який має сформувати додатковий резонанс і покращити роботу антени в ширшому діапазоні частот.

Новизна роботи полягає у послідовному проєктуванні та оптимізації круглої коаксіально-живленої патч-антени для діапазону 1710–1880 МГц із переходом від однорезонаторної до дворезонаторної структури. У роботі досліджується вплив активного та пасивного резонаторів на частотні характеристики антени, а також виконується повторна оптимізація точки живлення після додавання пасивного патча, оскільки така зміна конструкції впливає на вхідний опір антени та рівень її узгодження з фідером.

Практичне значення результатів роботи полягає в можливості використання отриманої антенної конструкції в телекомунікаційних системах діапазону GSM-1800/LTE-1800, у мобільних і бездротових пристроях, базових станціях, приймально-передавальних модулях, системах Інтернету речей та інших радіотехнічних засобах, де потрібна компактна спрямована антена з прийнятним рівнем підсилення та узгодження.

Таким чином, виконання даної дипломної роботи дозволяє дослідити особливості проєктування круглої патч-антени з коаксіальним живленням, оцінити обмеження однорезонаторної конструкції та обґрунтувати доцільність використання дворезонаторної антени для покращення частотних характеристик у діапазоні 1.8 ГГц.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ З ТЕМАТИКИ ПРОЕКТУВАННЯ ПАТЧ-АНТЕН ДІАПАЗОНУ 1.8 ГГц

1.1 Види антен діапазону 1.8 ГГц

Сучасні системи мобільного зв'язку, зокрема стандарти GSM та LTE, активно функціонують у діапазоні частот близько 1.8 ГГц, що зумовило розвиток широкого спектра антенних конструкцій, адаптованих до вимог цього діапазону.

Наукове підґрунтя класифікації антен різних діапазонів частот було детально розглянуто у працях Т.А. Цалієва [1], який визначив поняття еталонної антени як найпростішого антенного елемента, що приймається за стандарт при оцінюванні параметрів інших типів антен. Залежно від частотного діапазону, еталоном може виступати несиметрична вертикальна антена (монополь) у діапазоні низьких і середніх частот, або симетричний вібратор (диполь) у високочастотному (ВЧ) та дуже високочастотному (ДВЧ) діапазонах. Для ще вищих частот еталоном вважається ізотропний випромінювач.

Дипольні антени, за визначенням Цалієва, є базовими симетричними випромінювачами, що складаються з двох рівних провідникових плечей, з'єднаних у центрі. Найбільш поширеним варіантом є півхвильовий диполь, довжина якого становить половину довжини хвилі робочого сигналу. Такі антени формують вісесиметричну діаграму спрямованості та характеризуються високою ефективністю випромінювання, що робить їх ключовими у побудові антенних решіток, базових станцій і систем із поляризаційною диверсифікацією.

Саме принципи, закладені в конструкцію диполя, стали основою для подальшого розвитку монопольних антен, які застосовуються у мобільних системах зв'язку діапазону 1.8 ГГц.

Дослідники відзначають, що одним із перших і найпоширеніших типів антен, який забезпечив ефективну роботу ранніх мобільних систем, стала саме монопольна антена.

Монопольна антена відзначається простотою конструкції — це металевий штир довжиною приблизно $\lambda/4$, розташований над провідною заземлювальною площиною. Така конфігурація забезпечує лінійну поляризацію випромінювання та всенаправлену діаграму у горизонтальній площині, що робить її зручною для використання у мобільних пристроях та базових станціях. Згідно з результатами експериментів, проведених зазначеними науковцями., саме завдяки цим характеристикам монопольні антени досі знаходять застосування, зокрема у CDMA-мережах США [13].

Для наочного представлення конструктивних особливостей монопольних антен на рисунку подано приклад антени (див. рис. 1.2). Запропонована конструкція [7] має яйцеподібну форму та реалізована на діелектричній підкладці FR4 товщиною 1,6 мм із діелектричною проникністю $\epsilon = 4,4$.

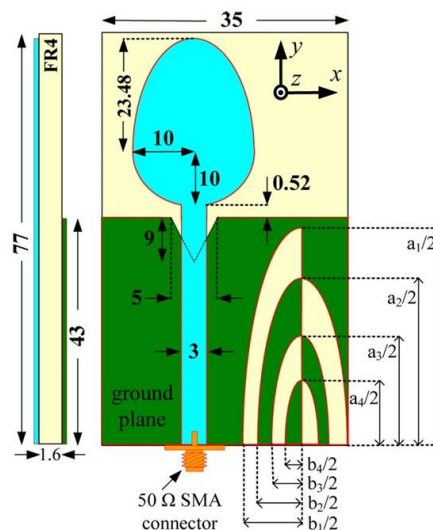


Рис. 1.2. Геометрія запропонованої монопольної антени [7]

Відмінною рисою такої антени є асиметричне розташування випромінювача відносно осі підкладки та наявність трикутного вирізу у заземлювальній площині, що дозволяє покращити узгодження імпедансу і тим самим розширити робочий діапазон частот. Додатково застосовано фрактальний напівеліптичний слот, який зменшує вплив заземлення на випромінювання в нижньому діапазоні частот, забезпечуючи стабільні характеристики навіть при роботі нижче 1,5 ГГц.

Таким чином, конструкція, представлена на рисунку, демонструє підхід до мініатюризації та розширення смуги пропускання монопольних антен, що робить її перспективною для використання в системах діапазону 1,8 ГГц.

Подальші дослідження у цій галузі спрямовані на вдосконалення частотних характеристик антен. Так, сучасні модифікації монопольних конструкцій дозволяють забезпечити роботу у подвійному або потрібному частотному діапазоні, що особливо актуально для мультирежимних мобільних терміналів.

Важливе місце серед спрямованих антен займає антена типу «хвильовий канал» (Ягі–Уда), принцип роботи якої вперше було опубліковано в англomовній літературі у 1928 році [10]. Традиційна антена Ягі–Уда побудована на основі послідовно розташованих елементів — випромінювача, рефлектора та кількох директорів, що забезпечують високу спрямованість випромінювання у заданому напрямі (end-fire configuration).

У сучасних системах зв'язку діапазону 1.8 ГГц антени цього типу застосовуються переважно в базових станціях та секторних приймально-передавальних модулях, де потрібна вузька діаграма спрямованості та підвищене підсилення сигналу при мінімальному рівні бічних пелюсток.

Пропонується і нова модифікація – квазі-Ягі антена (quasi-Yagi), що реалізується на плоскому діелектричному підкладці із живленням через мікросмужкову лінію (див. рис. 1.3). Така конструкція забезпечує компактність і сумісність із мікросхемами ММІС, а також розширену смугу пропускання у порівнянні з класичними дротовими антенами Ягі–Уда. На відміну від традиційного дипольного дизайну, у квазі-Ягі антені роль відбивального елемента виконує укорочена мікросмужкова земляна площа, що усуває потребу у додатковому рефлекторі та спрощує конструкцію [8].

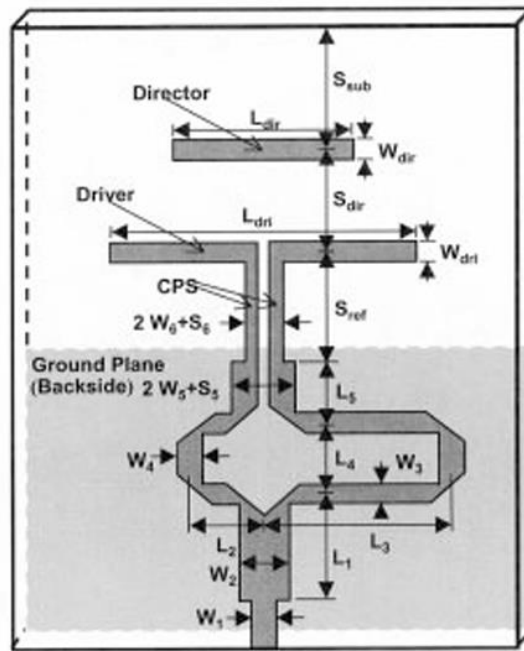


Рис. 1.3. Схематичне зображення квазі-Yagi антени[8]

Завдяки використанню підкладок з високою діелектричною проникністю, така антена має зменшені геометричні розміри при збереженні ефективних характеристик випромінювання. Це робить її зручною для застосування в планарних антенних масивах та системах мобільного зв'язку, де важливі малі габарити, механічна стабільність і сумісність із мікросмужковими трактами високої частоти.

У сучасних мобільних терміналах цей підхід логічно доповнюється використанням рамкових антенних структур, де металева рамка виконує не допоміжну, а провідну радіаторну функцію. Як показано [6], повністю задіяна металева рамка здатна забезпечити формування основних струмових контурів у діапазонах LTE, зменшуючи потребу у додаткових випромінювачах та оптимізуючи внутрішню компоновку пристрою. Інтеграція пасивних узгоджувальних елементів та фільтрів дозволяє розширити робочу смугу, а сама рамка природно поєднується з компактними діелектричними підкладками, утворюючи стабільну та мініатюризовану антенну систему, придатну для роботи на частотах близько 1.8 ГГц і в ширшому LTE-діапазоні.

Широка смуга робочих частот досягається за рахунок пасивних елементів: смужкового фільтра (L1, C1), індуктора (L2) та узгоджувальної мережі (C2, C3, L3,

L4). Такий підхід дозволяє сформувати декілька резонансних частот і отримати робочий діапазон, що охоплює повну LTE-смугу без застосування активних перемикачів.

Конструкція базується на металевій рамці розміром $140 \times 70 \times 5$ мм із точкою живлення (див. рис. 1.4), розташованою на 10 мм від центру. Через невеликий зазор і фіксовану довжину вільного сегмента рамки забезпечується формування необхідних струмових шляхів. Узгоджувальна мережа біля точки живлення створює два низькочастотні резонанси, що критично для нижньої LTE-смуги.

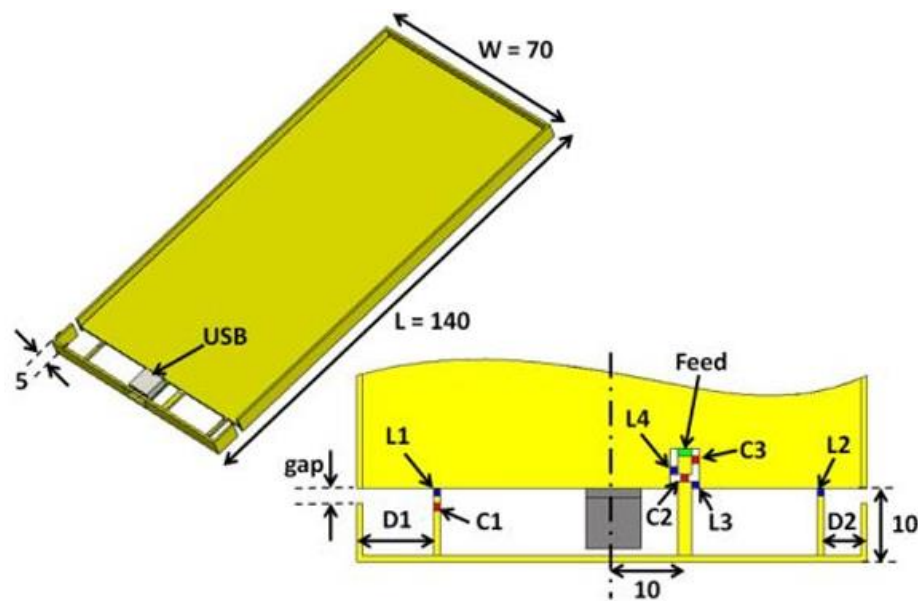


Рис. 1.4. Схематичне зображення рамкової антенної структури [6]

Паралельно з рамковими конструкціями, у діапазоні 1.8 ГГц широко застосовуються мікросмужкові патч-антени (див. рис. 1.5), які залишаються базовим рішенням для компактних, низькопрофільних систем мобільного та мультимедійного зв'язку. Патч працює так, що максимум його випромінювання орієнтований перпендикулярно до поверхні (broadside-радіація). Це досягається вибором відповідної моди збудження під випромінювальним елементом і коректним розподілом полів у структурі.

Патч-антени демонструють суттєві відмінності залежно від вибору підкладки. Товсті діелектрики з малою проникністю забезпечують більшу смугу, кращу ефективність та більш «вільні» поля, що сприяють випромінюванню,

однак потребують більшого фізичного розміру елемента. Натомість тонкі підкладки з високою діелектричною проникністю зменшують габарити, але збільшують втрати, знижують смугу та роблять поля сильніше локалізованими [12].

Для роботи в діапазоні 1.8 ГГц, де потрібне точне узгодження та мінімальні паразитні ефекти, часто застосовується inset-feed мікросмужкова лінія, що забезпечує контроль імпедансу та формує стабільні резонансні умови.

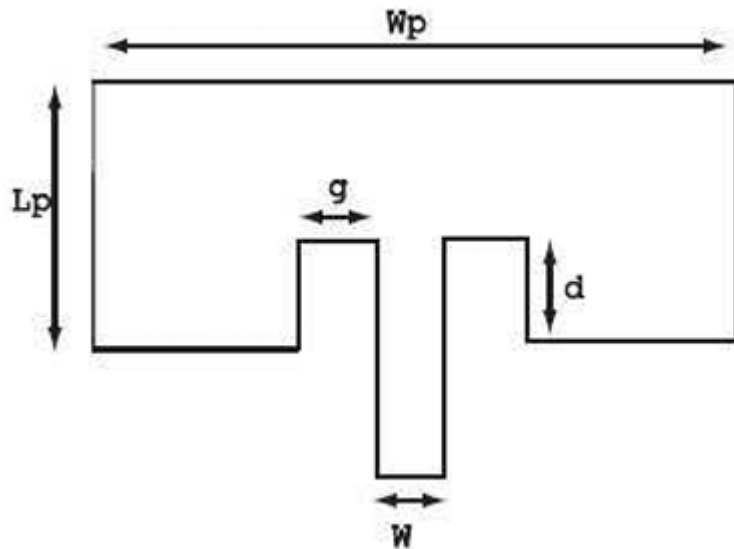


Рис. 1.5. Геометрія мікросмужкової патч-антени з інсет-живленням [12]

Таким чином, на відміну від рамкових антен, де основним випромінювачем є периферійна металева структура, патч-антени використовують поверхневі моди на діелектричній підкладці та пропонують більш передбачувані характеристики у вузькому робочому діапазоні. Проте обидва підходи ефективні в зоні 1.8 ГГц і застосовуються залежно від вимог до габаритів, інтеграції, ширини смуги та конструктивних обмежень мобільних пристроїв.

1.2 Область застосування патч-антен та їх різновиди

Патч-антени завдяки своїй низькопрофільній конструкції, малій вазі та легкій інтеграції з планарними схемами знайшли широке застосування в сучасних бездротових і комунікаційних системах [15]. Вони широко використовуються у мобільних і стільникових мережах, включно з 4G LTE та

новітніми 5G і 6G технологіями, забезпечуючи надійне підключення при компактних розмірах, що підходять для смартфонів, IoT-пристроїв та носимих електронних пристроїв. Крім того, патч-антени застосовуються в системах GPS, WLAN, WiMAX та бездротових сенсорних мережах, підтримуючи як лінійну, так і кругову поляризацію залежно від вимог системи. Можливість роботи на кількох частотах робить їх ідеальними для багатодіапазонного зв'язку, супутникових систем та точкових мікрохвильових ліній зв'язку.

Різні варіанти патч-антен адаптовані під конкретні завдання. Стандартні прямокутні та квадратні мікрополоскові патчі зазвичай використовуються для WLAN, ISM та Bluetooth через простоту конструкції та добрі характеристики випромінювання. Конфігурації з прорізами, у формі «Е» та багатoelementні масиви застосовуються для розширеної смуги пропускання, більшого коефіцієнта підсилення та систем MIMO, що необхідні для 5G і новіших стандартів. Шестикутні та круглі патчі використовуються для спрямованих і компактних високочастотних застосувань, включно з міліметровими хвилями та системами V-діапазону. Спеціалізовані конструкції, наприклад, на основі графену або гнучких підкладок, розробляються для носимих пристроїв, автономних транспортних засобів та медичних застосувань, поєднуючи мініатюризацію з високою ефективністю та широкою робочою смугою.

Патч-випромінювачі можуть мати різну форму: прямокутну, квадратну, круглу, еліптичну або трикутну. Найчастіше застосовують прямокутні та кругові конфігурації через простоту моделювання, низьку крос-поляризацію та стабільні діаграми спрямованості. Важливим елементом конструкції є спосіб подачі сигналу. Серед поширених технік — мікросмужкова лінія, коаксіальний пробник, апертурне та наближене (proximity) збудження [12].

1.2.1 Діапазони роботи патч-антен

Патч-антени можуть працювати у широкому спектрі частот, залежно від їхніх геометричних розмірів, матеріалу підкладки та конструктивних особливостей. Найпоширенішими є антени, що працюють у смугах мобільного

зв'язку (900 МГц, 1800 МГц, 2100 МГц), Wi-Fi (2,4–5,8 ГГц), а також у системах 5G і майбутніх 6G.

Крім того, патч-антени можуть бути багатосмуговими або широкосмуговими, що дозволяє їм одночасно підтримувати декілька стандартів зв'язку.

Для частоти близько 1,8 ГГц основним є стандарт GSM-1800, який забезпечує зв'язок у другому поколінні (2G) мобільних мереж, а також може використовуватися у деяких LTE-смугах нижнього діапазону. Крім того, цей діапазон є ключовим для більшості мобільних операторів у Європі та Азії, що робить його привабливим для практичних реалізацій мобільних патч-антен.

1.2.2 Коаксіальне живлення патч-антен

Коаксіальне живлення патч-антени забезпечує безпосереднє підключення коаксіального роз'єму до точки на поверхні патчу, де імпеданс підкладки близький до 50 Ом. Такий метод дозволяє точно передавати сигнал від кабелю до антени, забезпечуючи високу ефективність випромінювання та хорошу узгодженість. Коаксіальний підхід часто використовується для експериментальних та малогабаритних патч-антен, де важлива простота конструкції та надійне електричне з'єднання[5].

Таким чином, вертикальна та горизонтальна лінійні поляризації забезпечуються простим вибором точки живлення на патчі та напрямку струмів на ньому[9].

1.2.3 Патч-антени з круговою поляризацією

Для створення кругової поляризації (LHCP або RHCP) необхідно одночасно збуджувати струми вздовж осей x та y із зсувом фази $\pm 90^\circ$. Це досягається або різною довжиною ліній живлення, або використанням спеціальних фазових зсувників між двома портами живлення. LHCP формується при одному напрямку фазового зсуву, а RHCP — при протилежному.

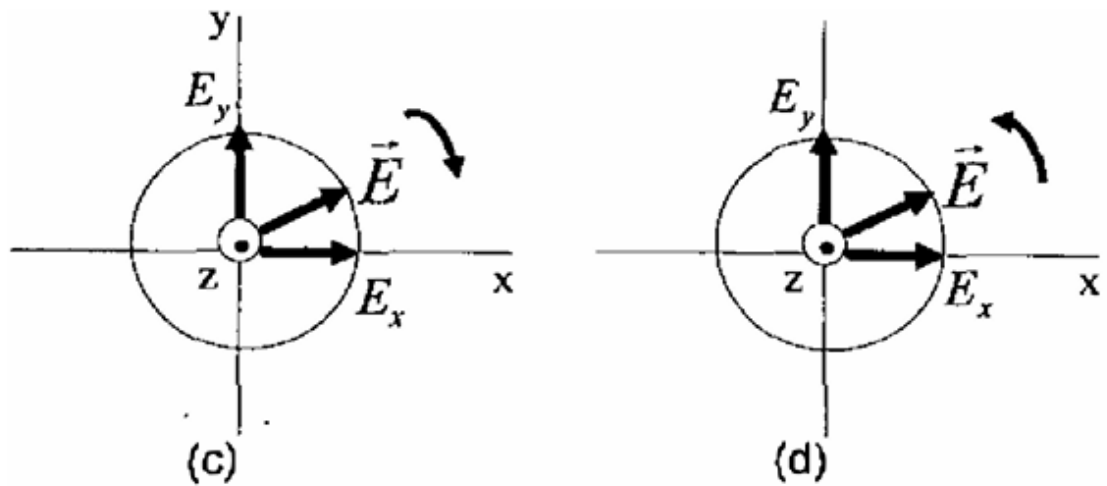


Рис. 1.6. (с) лівостороння кругова поляризація (LHCP);
(d) правостороння кругова поляризація (RHCP)[9]

Такі антени часто називають polarization-agile, бо можна змінювати поляризацію під час роботи, використовуючи активні елементи, як-от PIN-діоди або варикапи, для керування струмовими шляхами на патчі [9].

1.2.4 Антенні решітки патч-антен

Патч-антени можуть використовуватись у вигляді решіток для покращення загальної продуктивності системи. Застосування решітки дозволяє підвищити коефіцієнт підсилення, спрямованість та можливості сканування променя, що складно реалізувати за допомогою однієї патч-антени. Живлення мікросмужкових антен у решітках зазвичай здійснюється через послідовну або корпоративну мережу живлення залежно від вимог до конструкції та характеристик випромінювання. Для забезпечення ефективного розподілу потужності та мінімальних відбиттів необхідне правильне узгодження імпедансів між окремими патчами та лініями передачі, часто за допомогою імпедансних трансформаторів [4].

Проста решітка з двох елементів [2], складається з двох однакових патч-антен, живлення яких здійснюється струмами однакової амплітуди, але з певною різницею фаз. Фазова різниця між елементами разом з їх розташуванням визначає форму діаграми спрямованості в далекому полі. Регулювання цих

параметрів дозволяє спрямувати головний пучок випромінювання у бажаному напрямку, що демонструє гнучкість решіток патч-антен у керуванні характеристиками антени.

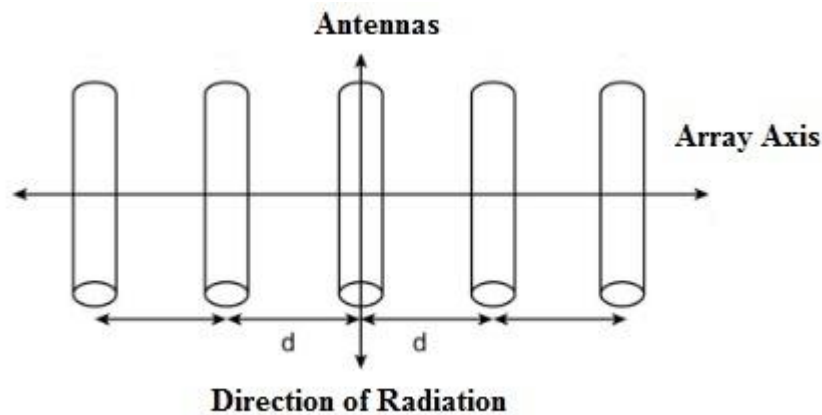


Рис. 1.7. Схема антенної решітки [3]

Розширення двоелементної конфігурації на більшу кількість елементів утворює рівномірну лінійну решітку. У таких решітках всі елементи зазвичай мають рівні інтервали та однакову амплітуду струму з контрольованою різницею фаз. Загальна діаграма спрямованості решітки визначається фактором решітки, який залежить від кількості елементів, інтервалів та фазової різниці. Це дозволяє досягти високого підсилення, вузьких пучків та підвищеної спрямованості, що робить лінійні решітки особливо придатними для сучасних комунікаційних систем.

1.3 Основні чисельні методи розрахунку антен

Мікросмушкові антени (MSA) зазвичай мають двовимірну випромінювальну пластину на тонкому діелектричному підкладці, тому для цілей аналізу їх можна віднести до двовимірних планарних компонентів. Методи аналізу MSA умовно поділяють на дві групи. Перша група базується на еквівалентному магнітному струмі, що розподіляється вздовж країв пластини (подібно до щілинних антен), і включає такі аналітичні методи: модель лінії передач, модель резонатора (cavity model) та метод MNM. Друга група методів ґрунтується на розподілі електричного струму на провідниковій пластині та

земній площині (подібно до дипольних антен) і зазвичай застосовується разом із чисельними методами повнохвильового моделювання. До чисельних методів для аналізу MSA належать: метод моментів (MoM), метод скінченних елементів (FEM), спектральна методика (SDT) та метод скінченних різниць у часовій області (FDTD) [11].

1.3.1 Метод скінченних елементів

Метод скінченних елементів (FEM) підходить для об'ємних конфігурацій. У цьому методі область аналізу ділиться на скінченні поверхневі або об'ємні елементи, залежно від того, чи є структура планарною, чи об'ємною. Ці дискретизовані одиниці, які називають скінченними елементами, можуть мати різні геометричні форми: трикутні елементи для планарних конфігурацій, тетраедричні та призматичні елементи для тривимірних структур, включно з вигнутими поверхнями. Метод включає інтегрування певних базисних функцій по всій площі провідника, який поділений на підсекції. Проблему розв'язання хвильових рівнянь з неоднорідними граничними умовами розбивають на два підзадачі: одна з рівнянням Лапласа з неоднорідною границею, а інша — із неоднорідним хвильовим рівнянням за однорідних граничних умов [11].

1.3.2 Метод скінченних різниць у часовій області

Метод скінченних різниць у часовій області (FDTD) добре підходить для моделювання MSA, оскільки дозволяє врахувати численні структурні неоднорідності антен. Він також дозволяє передбачати відгук антени у широкому частотному діапазоні за одну симуляцію. У цій техніці створюється просторово-часова сітка для електричних і магнітних полів, де обчислюється розв'язок. Дискретизація простору по трьох координатах Картазіана зазвичай рівна. Краї осередків електричного поля (E) вирівнюють за межами конфігурації, а магнітне поле (H) розташовують у центрі кожного осередку E. Кожен осередок містить інформацію про характеристики матеріалу. Осередки з джерелами

збуджуються відповідною функцією, що поширюється вздовж структури. Часові дискретні зміни полів визначаються у заданих точках, а напруга між двома точками обчислюється інтегралом електричного поля, струм — за допомогою контуру магнітного поля, а перетворення Фур'є дає частотну характеристику) [11].

Висновки

Зростаючі вимоги до пропускної спроможності, багатосмуговості, МІМО-систем, а також умов роботи у щільній міській забудові з багатьма перешкодами ставлять задачу підвищити ефективність, швидкодію, гнучкість конфігурації та стійкість характеристики антен.

Проведений огляд літературних джерел свідчить, що патч-антени діапазону 1.8 ГГц є одними з найбільш перспективних рішень для сучасних мобільних та бездротових систем зв'язку. Їхні ключові переваги включають компактність, низькопрофільну конструкцію, простоту інтеграції з планарними схемами та можливість забезпечення необхідної ширини смуги та стабільності характеристик випромінювання.

Вивчення різновидів антен показало, що монопольні, рамкові та квазі-Ягі конструкції ефективні для різних умов застосування: від мобільних терміналів до базових станцій. Але саме патч-антени демонструють передбачувані характеристики у вузькому робочому діапазоні та забезпечують точне узгодження з лініями передачі, що критично для стандарту GSM-1800 і нижніх LTE-смуг.

Коаксіальна схема живлення дозволяє точно налаштовувати резонансні умови та досягати широкосмугової роботи без ускладнення конструкції, що робить такі антени оптимальними для інтеграції в сучасні мобільні пристрої, базові станції та системи IoT. Застосування патч-антен цього типу сприяє підвищенню надійності зв'язку, стабільності характеристик та ефективності використання простору, що підтверджує їхню ключову роль у розвитку сучасних бездротових технологій.

Мета роботи полягає у розробці оптимальної конструкції патч-антени для діапазону 1.8 ГГц з коаксіальним живленням, що забезпечує ефективне випромінювання, стабільну поляризацію та можливість інтеграції у сучасні мобільні та бездротові пристрої.

РОЗДІЛ 2

РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ОДНОРЕЗОНАТОРНОЇ ПАТЧ-АНТЕНИ

2.1 Теоретичні основи розрахунку круглої патч-антени з коаксіальним живленням

Одним із головних етапів проектування патч-антени є визначення її початкових геометричних параметрів, які забезпечують резонанс на заданій робочій частоті. У даній роботі розглядається кругла однорезонаторна патч-антена з коаксіальним живленням, яка надалі використовується як базова конструкція для побудови вже дворезонаторної антени. Згідно із завданням до дипломної роботи, антена повинна працювати в діапазоні частот 1710–1880 МГц із центральною частотою 1795 МГц, мати вхідний опір 50 Ом та забезпечувати значення КСХН не більше 2 у заданій смузі частот. У конструкції використовується повітряний діелектрик з діелектричною проникністю $\epsilon_r = 1$, висота повітряного зазору $h_p = 2$, товщина металевієї пластини $t = 0.5$ мм, а матеріалом провідників є алюміній.

Кругла патч-антена є різновидом мікросмушкової антени, у якій випромінювальний елемент має форму металевого диска, розташованого над заземлювальною площиною. Між диском і землею знаходиться діелектричний шар або повітряний зазор. У такій структурі утворюється резонатор, у якому електромагнітне поле збуджується на певній моді. Для круглої патч-антени основною робочою модою зазвичай є мода TM_{11} , яка забезпечує формування випромінювання у напрямку, перпендикулярному до площини патчу [16].

На відміну від прямокутної патч-антени, де основними розрахунковими параметрами є довжина і ширина випромінювальної пластини, для круглої патч-антени головним геометричним параметром є радіус диска. Саме радіус патчу визначає резонансну частоту антени. Чим більший радіус диска, тим нижчою є резонансна частота, і навпаки — зменшення радіуса призводить до зміщення резонансу в область вищих частот.

Під час розрахунку круглої патч-антени необхідно враховувати крайові поля, які виникають на межі металевого диска. Через ці поля антена електрично поводить ся так, ніби її радіус трохи більший за фізичний. Тому в теорії мікросмужкових антен вводять поняття ефективного радіуса a_e . Саме ефективний радіус використовується у формулі для визначення резонансної частоти круглої патч-антени [14].

Резонансна частота круглої патч-антени для основної моди визначається за формулою [4]:

$$f_r = \frac{1.8412 \times c}{2\pi a_e \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.1)$$

де

f_r — резонансна частота антени, Гц;

c — швидкість світла у вільному просторі;

a_e — ефективний радіус круглого патчу, м;

ε_r — відносна діелектрична проникність середовища;

1.8412 — коефіцієнт, пов'язаний з основною модою круглої патч-антени.

Ефективний радіус круглого патчу визначається за виразом [4]:

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_r a} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right]} \quad (2.2)$$

де

a_e — ефективний радіус патчу;

a — фізичний радіус металевого диска;

h — висота підкладки або повітряного зазору;

ε_r — діелектрична проникність середовища.

Для практичного розрахунку фізичного радіуса круглого патчу часто використовують допоміжний параметр F , який визначається за формулою [4]:

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

Тоді фізичний радіус круглого патчу можна визначити за формулою:

$$a = \frac{F}{\sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right]}} \quad (2.4)$$

Ця формула дозволяє отримати початкове значення радіуса дискового резонатора з урахуванням крайових полів. Отриманий радіус надалі використовується як базовий параметр для створення моделі в ANSYS HFSS. При цьому слід зазначити, що аналітичний розрахунок не враховує повністю вплив товщини металу, скінченного розміру заземлювальної площини, геометрії коаксіального живлення та паразитних ефектів, тому остаточні розміри антени визначаються шляхом чисельного моделювання.

Для збудження антени у даній роботі використовується коаксіальне живлення. Центральний провідник коаксіального роз'єму під'єднується до активного патчу, а зовнішній провідник до заземлювальної площини. Такий спосіб живлення є зручним для круглих патч-антен, оскільки дозволяє змінювати положення точки підключення вздовж радіуса диска та підбирати його для узгодження з хвильовим опором 50 Ом.

Вхідний опір круглої патч-антени залежить від положення точки живлення. У центрі диска вхідний опір має мале значення, а при зміщенні точки живлення до краю патчу він збільшується. Це пояснюється розподілом електромагнітного поля в круглому резонаторі. Для основної моди залежність вхідного опору від радіальної координати точки живлення може бути описана через функції Бесселя:

$$R_{in}(\rho_0) = R_{in}(a_e) \left[\frac{J_1(k\rho_0)}{J_1(ka_e)} \right]^2 \quad (2.5)$$

де

$R_{in}(\rho_0)$ — вхідний опір у точці живлення;

ρ_0 — відстань точки живлення від центра диска;

$R_{in}(a_e)$ — вхідний опір біля краю ефективного радіуса;

J_1 — функція Бесселя першого порядку;

k — хвильове число;

a_e — ефективний радіус патчу.

Таким чином, положення коаксіального зонда є важливим параметром, який впливає на узгодження антени з лінією живлення. У практичному проектуванні початкове положення точки живлення можна прийняти наближено як частину радіуса патчу, а надалі уточнити його за допомогою параметричного аналізу в HFSS.

2.2 Розрахунок геометричних параметрів однорезонаторної круглої патч-антени

Згідно з технічним завданням, однорезонаторна кругла патч-антена повинна бути розрахована для центральної частоти:

$$f_0 = 1795 \text{ МГц}$$

Матеріалом діелектрика є повітря, тому:

$$\varepsilon_r = 1$$

Висота повітряного зазору між заземлювальною площиною та активним патчем становить:

$$h_p = 2 \text{ мм}$$

Оскільки в розрахункових формулах для круглого патчу параметр h зручно використовувати в сантиметрах, переведемо висоту повітряного зазору:

$$h = 2 \text{ мм} = 0.2 \text{ см}$$

Спочатку визначимо допоміжний параметр F :

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}$$

Підставимо задані значення:

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{1.795 \times 10^9 \sqrt{1}}$$

$$F \approx 4.897 \text{ см.}$$

Далі визначимо фізичний радіус активного круглого патчу:

$$a = \frac{F}{\sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right]}}$$

Підставимо числові значення:

$$a = \frac{4.897}{\sqrt{1 + \frac{2 \times 0.2}{\pi \times 1 \times 4.897} \left[\ln \left(\frac{\pi \times 4.897}{2 \times 0.2} \right) + 1.7726 \right]}}$$

Після обчислення отримуємо:

$$a \approx 4.585$$

Переведемо це значення в міліметри:

$$a \approx 45.85 \text{ мм.}$$

Отже, початковий фізичний радіус активного патчу становить:

$$R_p = 45.9 \text{ мм.}$$

Тоді фізичний діаметр активного диска:

$$D_p = 2R_p \quad (2.6)$$

$$D_p = 2 \times 45.85 \approx 91.7 \text{ мм.}$$

Далі визначимо ефективний радіус патчу, який враховує вплив крайових полів:

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r a} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right]}$$

$$a_e = 4.585 \sqrt{1 + \frac{2 \times 0.2}{\pi \times 1 \times 4.585} \left[\ln \left(\frac{\pi \times 4.585}{2 \times 0.2} \right) + 1.7726 \right]}$$

$$a_e = 4.914 \text{ см} = 49.14 \text{ мм.}$$

Відповідно, ефективний діаметр патчу:

$$D_e = 2 \times 49.14 \approx 98.3 \text{ мм.}$$

Отримане значення ефективного радіуса більше за фізичний радіус, що пояснюється наявністю крайових електромагнітних полів. Ці поля збільшують електричний розмір антени, тому у формулі резонансної частоти використовується саме ефективний радіус.

Для перевірки розрахунку використаємо формулу резонансної частоти:

$$f_r = \frac{1.8412 \times 3 \times 10^8}{2\pi \times 0.04914 \times \sqrt{1}}$$

У результаті отримується частота, близька до заданої центральної частоти 1795 МГц, що підтверджує правильність вибраного початкового розміру круглого патчу.

Окремо необхідно визначити початкове положення точки підключення коаксіального живлення. Для цього введемо параметр:

$$d = r_f \quad (2.7)$$

де

d — відстань від центра диска до осі центрального провідника коаксіального зонда.

Оскільки точне положення точки живлення залежить від розподілу поля в патчі та впливає на вхідний опір антени, на першому етапі можна прийняти початкове інженерне наближення:

$$r_f \approx \frac{R_p}{3} \quad (2.8)$$

Для розрахованого радіуса:

$$R_p \approx 45.58 \text{ мм.}$$

Тоді:

$$r_f \approx \frac{45.58}{3} \approx 15.28 \text{ мм.}$$

Отже, для початкової моделі в ANSYS HFSS можна прийняти $d = 15$ мм.

Це значення не є остаточним, оскільки в реальній моделі на вхідний опір впливають не тільки геометричні розміри активного патчу, а й висота повітряного зазору, товщина металевих пластин, розміри заземлювальної площини, параметри SMA-роз'єму та електромагнітна взаємодія між коаксіальним зондом і випромінювальним диском. Тому остаточне положення точки живлення d буде визначено в Розділі 3 шляхом параметричного аналізу в середовищі ANSYS HFSS.

Для побудови моделі коаксіального живлення використовуються параметри SMA-роз'єму, наведені у завданні до дипломної роботи. Радіус центрального провідника становить $R_1 = 0.635$ мм, радіус зовнішнього провідника $R_2 = 2.05$ мм, зовнішній радіус роз'єму $R_{out} = 3$ мм, довжина роз'єму $L = 4$ мм. Металеві частини роз'єму виконуються з алюмінію, а діелектрична втулка — з тефлону з діелектричною проникністю $\varepsilon = 2.1$. Центральний провідник повинен мати гальванічний контакт з активним патчем, тому його довжина над заземлювальною площиною визначається висотою повітряного зазору та товщиною металевого диска.

Висновки

У другому розділі було виконано попередній аналітичний розрахунок геометричних параметрів однорезонаторної круглої патч-антени з коаксіальним живленням. На основі заданої центральної частоти $f_0 = 1795$ МГц, повітряного діелектрика з $\varepsilon=1$ та висоти повітряного зазору $h_p = 2$ мм було визначено початковий фізичний радіус активного патчу:

$$R_p \approx 45.9 \text{ мм.}$$

Відповідний фізичний діаметр круглого диска становить:

$$D_p \approx 91.7 \text{ мм.}$$

З урахуванням крайових електромагнітних полів було визначено ефективний радіус патчу:

$$a_e \approx 49.1 \text{ мм.}$$

Також було обрано початкове положення точки підключення коаксіального живлення. За наближенням $r_f \approx \frac{R_p}{3}$ отримано:

$$d \approx 15 \text{ мм.}$$

Отримані параметри не є остаточними, оскільки аналітична модель не враховує всі особливості реальної конструкції антени, зокрема вплив коаксіального зонда, товщини металу, скінченного розміру заземлювальної площини та електромагнітних крайових ефектів. Тому розраховані значення будуть використані як початкові для побудови моделі в ANSYS HFSS, а остаточні параметри R_p і d будуть уточнені шляхом параметричного аналізу та оптимізації в наступному розділі.

РОЗДІЛ 3

МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ОДНОРЕЗОНАТОРНОЇ ПАТЧ-АНТЕНИ

3.1 Первинне моделювання одnoreзонаторної патч-антени на основі аналітичних розрахунків

На основі аналітичних розрахунків, виконаних у другому розділі, було створено тривимірну модель одnoreзонаторної круглої патч-антени з коаксіальним живленням у середовищі ANSYS Electronics Desktop HFSS (див. рис. 3.1). Метою моделювання було перевірити працездатність розрахованої конструкції, оцінити її електродинамічні характеристики та визначити можливість роботи антени в діапазоні частот 1710–1880 МГц із центральною частотою 1795 МГц.

Для моделювання було обрано структуру круглої мікросмушкової антени, яка складається з металевого заземлювального екрана, повітряного шару, круглого випромінювального резонатора та коаксіального зонда живлення. Як діелектричне середовище між заземлювальною площиною та патчем використано повітря з відносною діелектричною проникністю $\epsilon = 1$ та тангенсом кута діелектричних втрат $\tan \delta = 0$. Товщина повітряного проміжку становить $h_p = 2$ мм. Металеві елементи антени виконано з алюмінію з електропровідністю $\sigma = 3,8 \cdot 10^7$ См/м, а товщина металевих пластин становить $t = 0,5$ мм.

Коаксіальне живлення було реалізовано за допомогою внутрішнього провідника, зовнішнього провідника та тефлонової діелектричної втулки. Для SMA-живлення було задано такі параметри: радіус внутрішнього провідника $R_1 = 0,635$ мм, радіус діелектричної втулки $R_2 = 2,05$ мм, зовнішній радіус коаксіального роз'єму $R_{out} = 3$ мм, довжина коаксіальної частини $L = 4$ мм. Діелектрична втулка була задана як тефлон із відносною діелектричною проникністю $\epsilon = 2,1$.

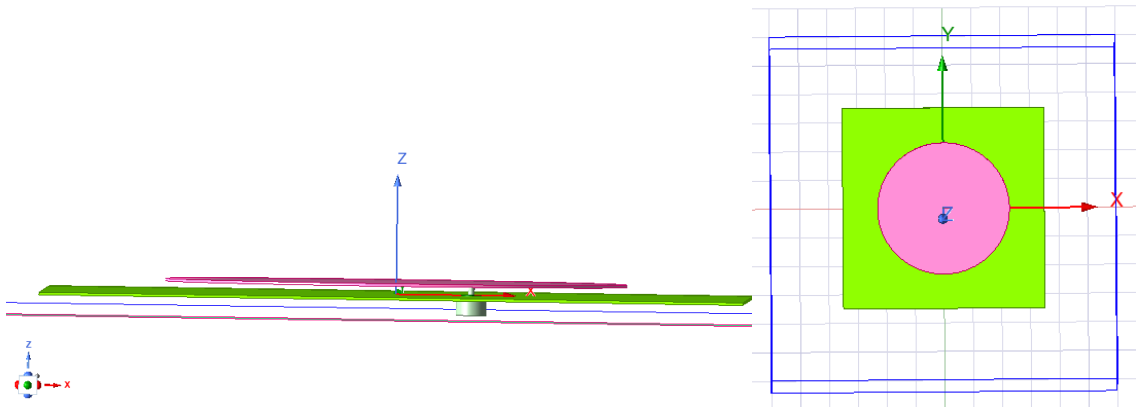


Рис. 3.1. Геометрична модель однорезонаторної круглої патч-антени з коаксіальним живленням в ANSYS HFSS

Для коректного електродинамічного аналізу навколо антени було створено повітряну область Air Box, яка імітує відкритий простір. На зовнішні грані повітряної області було призначено граничну умову Radiation Boundary, що дозволяє хвилі випромінюватися у вільний простір без штучного відбиття від меж області моделювання. На нижньому зрізі коаксіальної лінії було задано порт збудження Wave Port, який забезпечує подачу електромагнітної енергії до антени через коаксіальний фідер.

Основними змінними моделі були радіус круглого патча R_p та зміщення точки живлення d відносно центра резонатора. Початкове значення радіуса патча було отримано за аналітичними формулами для круглого мікросмужкового резонатора. Початкове положення точки живлення було обрано на певній відстані від центра патча, оскільки в центрі круглого резонатора вхідний опір є занадто малим, а ближче до краю патча він зростає.

Після створення геометричної моделі було призначено матеріали для всіх елементів антени. Випромінювальний диск, заземлювальна площа, внутрішній та зовнішній провідники коаксіального живлення були задані як aluminium. Повітряний проміжок і зовнішня область моделювання були задані як air, а діелектрична втулка коаксіального зонда — teflon.

Для проведення аналізу було створено розрахункову задачу Analysis Setup із центральною частотою розв'язку 1,795 ГГц. Саме ця частота відповідає середині заданого робочого діапазону 1710–1880 МГц. Для дослідження

частотних характеристик антени було задано частотний sweep у ширшому діапазоні, наприклад від 1,5 до 2,1 ГГц, що дозволяє побачити не лише поведінку антени в робочій смузі, а й положення резонансної частоти відносно необхідного діапазону(див. рис. 3.2).

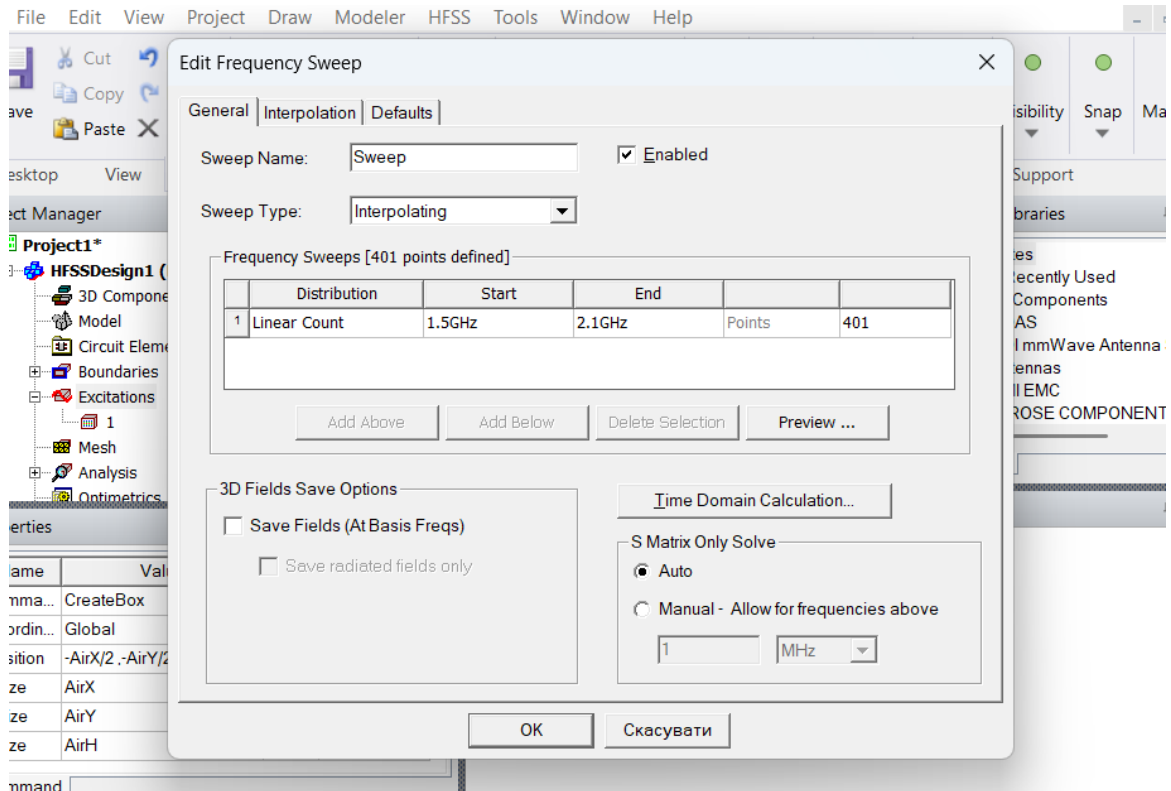


Рис. 3.2. Налаштування Analysis Setup та Frequency Sweep в ANSYS HFSS

У результаті первинного моделювання було отримано частотну залежність коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ (див. рис. 3.3). Ця характеристика є однією з основних для оцінки узгодження антени з лінією живлення. Чим менше значення S_{11} у децибелах, тим менша частина енергії відбивається назад у фідер і тим ефективніше антена випромінює енергію в простір. Коефіцієнт стоячої хвилі VSWR також характеризує узгодження антени з фідерним трактом. При ідеальному узгодженні його значення наближається до 1, а збільшення VSWR свідчить про зростання відбитої потужності(див. рис. 3.4). Відповідно до технічного завдання, розроблена антена повинна забезпечувати $VSWR \leq 2$ у робочому діапазоні частот 1710–1880 МГц, що відповідає діапазону GSM-1800/LTE-1800.

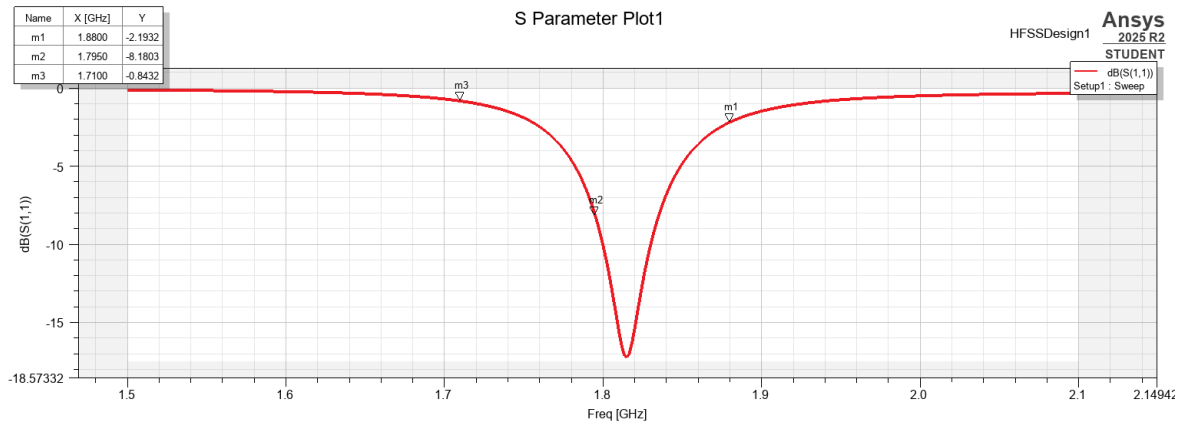


Рис. 3.3 Частотна залежність коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ при початковому моделюванні

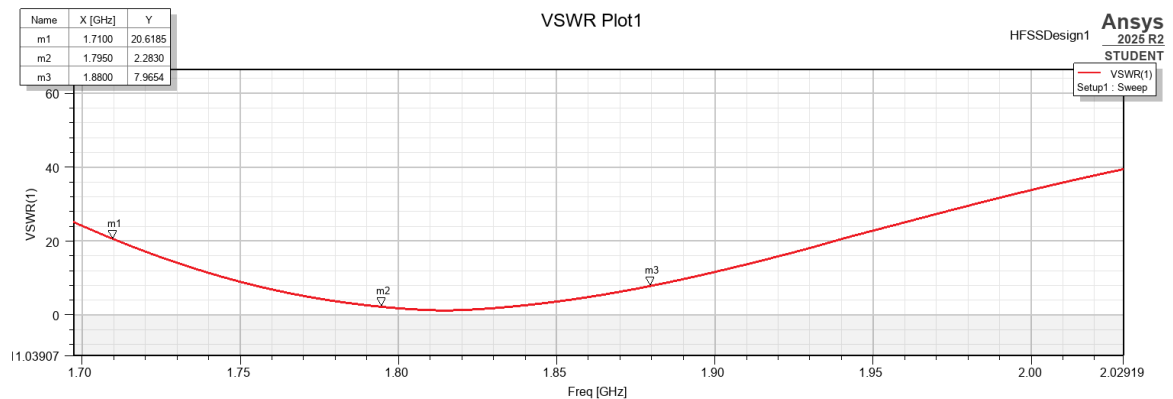


Рис. 3.4 Коефіцієнт стоячої хвилі VSWR при початковому моделюванні

Початкове моделювання показало, що аналітично розрахована геометрія антени забезпечує резонанс поблизу заданого частотного діапазону, однак отримані значення S_{11} та VSWR потребують додаткового покращення. На частоті 1710 МГц було отримано значення $S_{11} = -0,8432$ дБ, $VSWR = 20,6185$; на центральній частоті 1795 МГц — $S_{11} = -8,1803$ дБ, $VSWR = 2,2830$; на частоті 1880 МГц — $S_{11} = -2,1932$ дБ, $VSWR = 7,9654$. Із графіка видно, що найкраще узгодження початкової моделі спостерігається поблизу частоти приблизно 1,81 ГГц, де крива S_{11} має найглибший мінімум. Однак на межах робочої смуги значення коефіцієнта відбиття є недостатньо низькими, що свідчить про значне відбиття енергії назад у фідер. Отримані значення VSWR показують, що початкова модель не забезпечує необхідного узгодження в усьому робочому діапазоні. Навіть на центральній частоті 1795 МГц значення VSWR

перевищує допустиму межу 2, а на граничних частотах спостерігається значне погіршення узгодження.

Таким чином, результати первинного моделювання показали, що аналітично розрахована геометрія антени забезпечує резонанс поблизу заданого частотного діапазону, однак не відповідає вимогам технічного завдання за рівнем узгодження. Найкращі характеристики спостерігаються лише у вузькій області поблизу резонансної частоти, тоді як у межах усього діапазону 1710–1880 МГц значення S_{11} та VSWR є незадовільними. Це пояснюється тим, що резонансна частота та вхідний опір антени залежать не лише від радіуса круглого патча, а й від положення коаксіального зонда, висоти повітряного проміжку, товщини металевих елементів, параметрів коаксіального живлення та особливостей тривимірної електродинамічної моделі.

Отже, початкова модель потребує подальшого уточнення геометричних параметрів. Для покращення узгодження антени з 50-омним трактом та забезпечення умови $VSWR \leq 2$ у робочій смузі наступним етапом було виконано параметричну оптимізацію основних параметрів антени, а саме радіуса патча R_p та відстані точки живлення d відносно центра випромінювального диска.

3.2 Параметрична оптимізація радіуса патча та точки живлення

Оскільки результати первинного моделювання показали недостатнє узгодження антени в робочій смузі частот, наступним етапом було виконано параметричну оптимізацію конструкції. Основними параметрами, які було обрано для оптимізації, стали радіус круглого патча R_p та зміщення точки коаксіального живлення d відносно центра резонатора.

Радіус патча R_p безпосередньо впливає на положення резонансної частоти антени. При збільшенні радіуса електрична довжина резонатора зростає, тому резонансна частота зміщується в нижчу область. При зменшенні радіуса патча резонансна частота, навпаки, зміщується вгору. Тому параметр R_p використовувався для налаштування антени на центральну частоту 1795 МГц.

Положення точки живлення d впливає на вхідний опір антени та рівень її узгодження з коаксіальним фідером. У центрі круглого патча вхідний опір має одне значення, а при зміщенні точки живлення до краю резонатора він змінюється. Саме тому підбір параметра d дозволяє зменшити коефіцієнт відбиття S_{11} та знизити значення VSWR до допустимого рівня.

Для виконання оптимізації в середовищі ANSYS HFSS було використано інструмент Optimetrics - Parametric Sweep. У межах параметричного аналізу послідовно змінювалися значення R_p та d , після чого будувалися графіки $S_{11}(f)$ та VSWR(f). Критерієм вибору оптимальної конструкції було отримання мінімального значення коефіцієнта відбиття поблизу частоти 1795 МГц та забезпечення умови $VSWR \leq 2$ у всьому діапазоні 1710–1880 МГц.

Під час оптимізації спочатку уточнювався радіус патча R_p , щоб змістити резонансну частоту в область центральної частоти робочого діапазону.

Оскільки у початковій моделі радіус патча становив $R_p = 45,9$ мм, а мінімум коефіцієнта відбиття спостерігався поблизу частоти 1,81 ГГц, було зроблено висновок про необхідність незначного збільшення радіуса випромінювального диска. Це пов'язано з тим, що збільшення радіуса патча приводить до зростання ефективної електричної довжини резонатора, внаслідок чого резонансна частота зміщується в нижчу область частот.

На першому етапі параметричної оптимізації було виконано sweep параметра R_p у діапазоні від 44 мм до 55 мм з кроком 0,5 мм. Для кожного значення радіуса було побудовано частотну залежність коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$. Метою цього етапу було наближення резонансної частоти антени до центральної частоти робочого діапазону 1795 МГц. Як бачимо, це відбувається при $R_p = 46,5$ мм (див. рис. 3.5).

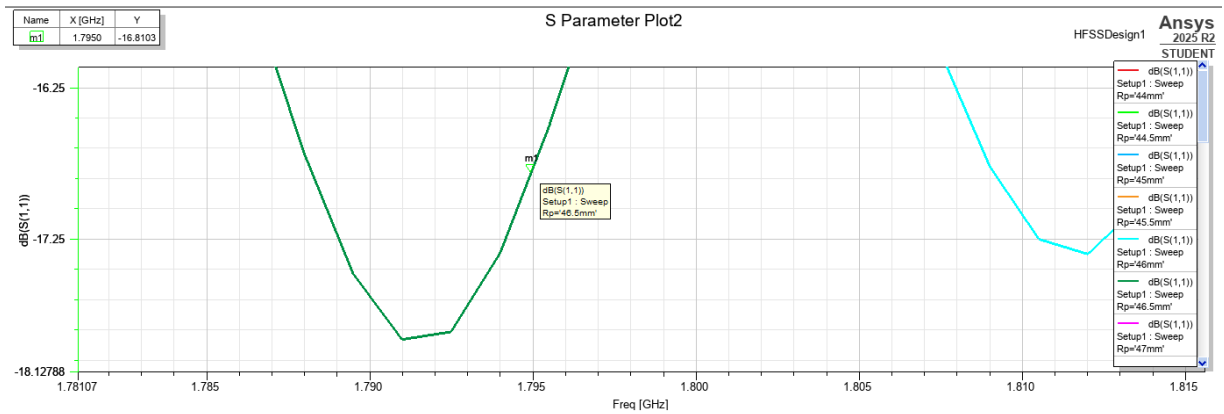


Рис. 3.5 Результати першого етапу параметричної оптимізації коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ при зміні радіуса патча R_p у діапазоні 44–55 мм

Після вибору значення R_p , за якого мінімум S_{11} знаходився найближче до частоти 1,795 ГГц, було виконано уточнений параметричний аналіз з меншим кроком. Це дозволило точніше визначити радіус патча, який забезпечує необхідне частотне налаштування антени.

Оскільки за результатами першого етапу найкраще наближення резонансної частоти було отримано поблизу $R_p = 46,5$ мм, подальший аналіз проводився для значень радіуса в межах 46,2–46,6 мм.

За результатами уточненого sweep-аналізу (див. рис. 3.6) було встановлено, що при значенні $R_p = 46,4$ мм коефіцієнт відбиття на центральній частоті робочого діапазону 1,795 ГГц становить $S_{11} = -12,3932$ дБ. Це значення є меншим за рівень -10 дБ, що свідчить про покращення узгодження антени з коаксіальною лінією живлення порівняно з початковою моделлю.

Таким чином, значення $R_p = 46,4$ мм було обрано як оптимальне для подальшого моделювання. Після цього радіус патча було зафіксовано, а наступним етапом оптимізації стало уточнення положення точки коаксіального живлення d , оскільки саме цей параметр має найбільший вплив на вхідний опір антени та значення коефіцієнта стоячої хвилі VSWR.

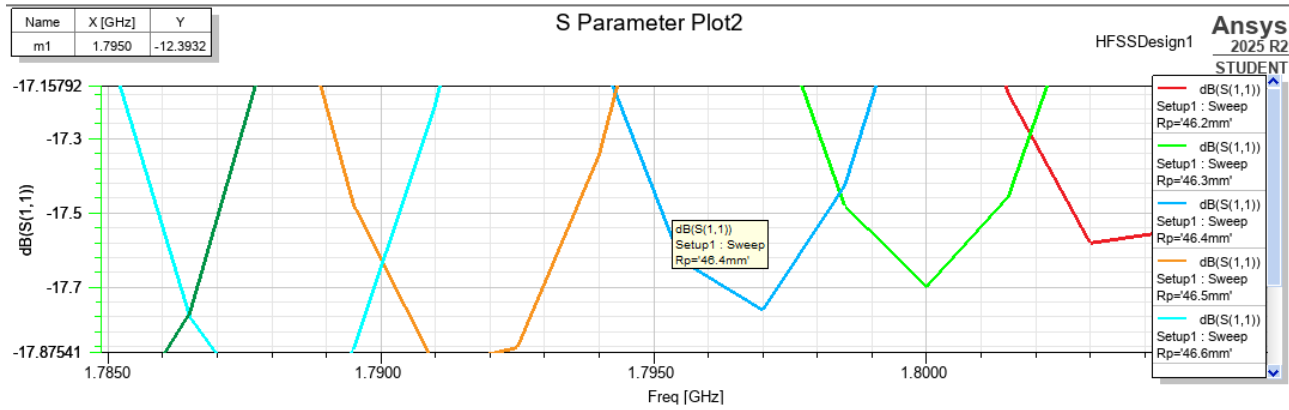


Рис. 3.6 Результати другого етапу параметричної оптимізації коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ при зміні радіуса патча R_p у діапазоні 46,2–46,6 мм

Після цього виконувалося коригування положення точки живлення d , що дозволяло покращити узгодження антени з коаксіальною лінією. У процесі параметричного аналізу було досліджено декілька значень параметра d при фіксованому радіусі патча $R_p = 46,4$ мм. Для кожного значення точки живлення було побудовано частотні залежності (див. рис. 3.7-3.8) $S_{11}(f)$ та VSWR(f). Критерієм вибору оптимального положення коаксіального зонда було мінімальне значення коефіцієнта відбиття поблизу центральної частоти 1,795 ГГц та виконання умови $VSWR \leq 2$.

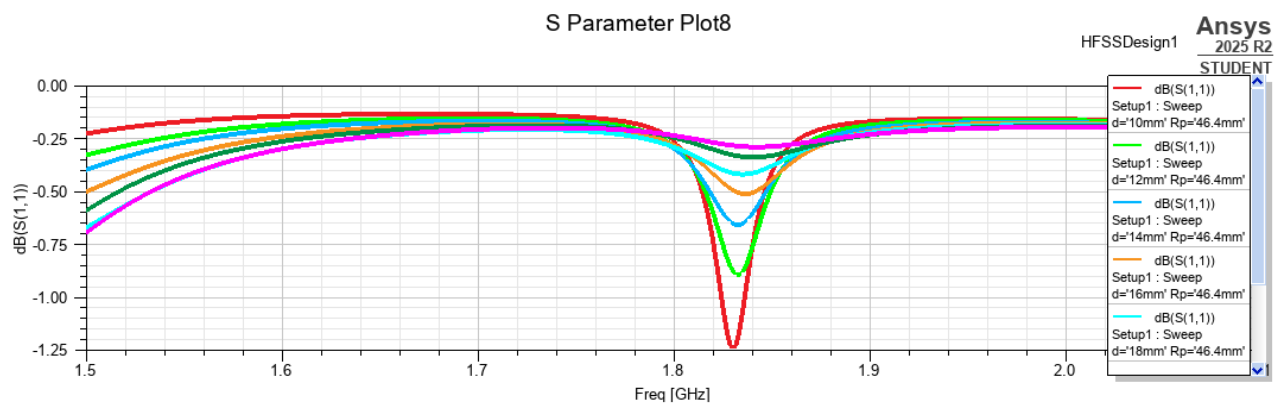


Рис. 3.7 Результати параметричної оптимізації коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ при зміні положення точки живлення d

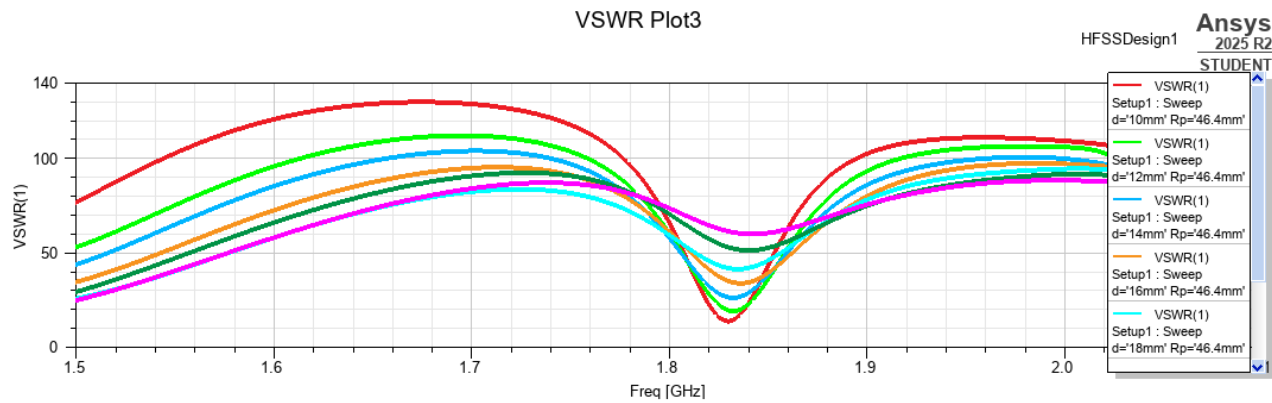


Рис. 3.8 Результати параметричної оптимізації коефіцієнта стоячої хвилі $VSWR(f)$ при зміні положення точки живлення d

За результатами параметричного аналізу положення точки коаксіального живлення було встановлено, що серед досліджених значень параметра d найкраще узгодження спостерігається при $d = 10$ мм. Для цього значення коефіцієнт відбиття S_{11} має найглибший мінімум у порівнянні з іншими варіантами, а значення VSWR у зоні резонансу є найменшим серед отриманих кривих.

Разом з тим навіть при $d = 10$ мм узгодження антени залишається недостатнім. Мінімальне значення S_{11} не досягає рівня -10 дБ, а коефіцієнт стоячої хвилі VSWR значно перевищує допустиму межу 2. Це свідчить про те, що зміна лише положення точки живлення не дозволяє забезпечити необхідне узгодження однорезонаторної антени в робочій смузі 1710–1880 МГц.

Отже, для фінального аналізу однорезонаторної моделі було обрано значення $d = 10$ мм, оскільки воно є найкращим серед досліджених, однак отримані результати підтверджують обмеженість однорезонаторної конструкції та необхідність переходу до дворезонаторної антени. За результатами параметричного аналізу було обрано оптимальні значення параметрів:

$$R_p = 46,4 \text{ мм};$$

$$d = 10 \text{ мм}.$$

Після вибору оптимальних параметрів було виконано повторне моделювання антени.

3.3 Аналіз основних характеристик антени після оптимізації

Після завершення параметричної оптимізації було виконано фінальний розрахунок однорезонаторної круглої патч-антени з параметрами $R_p = 46,4$ мм та $d = 10$ мм. Метою цього етапу було перевірити частотні характеристики оптимізованої моделі в діапазоні 1,5–2,1 ГГц та оцінити відповідність антени вимогам технічного завдання в робочій смузі 1710–1880 МГц.

За результатами моделювання було отримано частотну залежність коефіцієнта відбиття (див. рис. 3.9) S_{11} (f). За результатами моделювання встановлено, що на центральній частоті робочого діапазону 1795 МГц коефіцієнт відбиття становить $S_{11} = -11,5434$ дБ. Це значення є нижчим за рівень -10 дБ, що свідчить про прийнятне узгодження антени з коаксіальним фідером поблизу центральної частоти. Отже, після уточнення радіуса патча та положення точки живлення вдалося налаштувати антену на частоту 1795 МГц.

Водночас на граничних частотах робочого діапазону узгодження залишається незадовільним. На частоті 1710 МГц коефіцієнт відбиття становить $S_{11} = -0,6471$ дБ, а на частоті 1880 МГц — $S_{11} = -0,7167$ дБ. Такі значення є значно вищими за рекомендований рівень -10 дБ і свідчать про високий рівень відбиття енергії на краях робочої смуги.

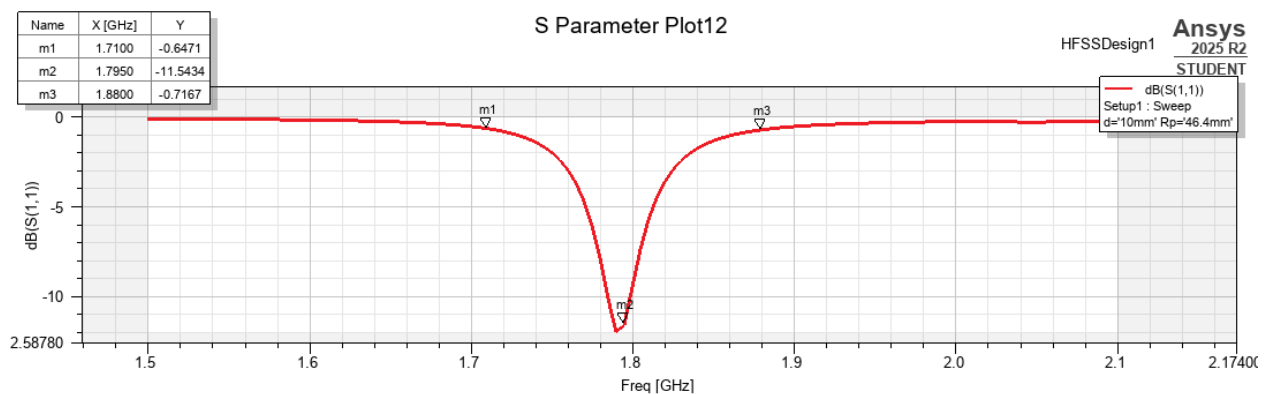


Рис. 3.9 Частотна залежність коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ оптимізованої однорезонаторної антени

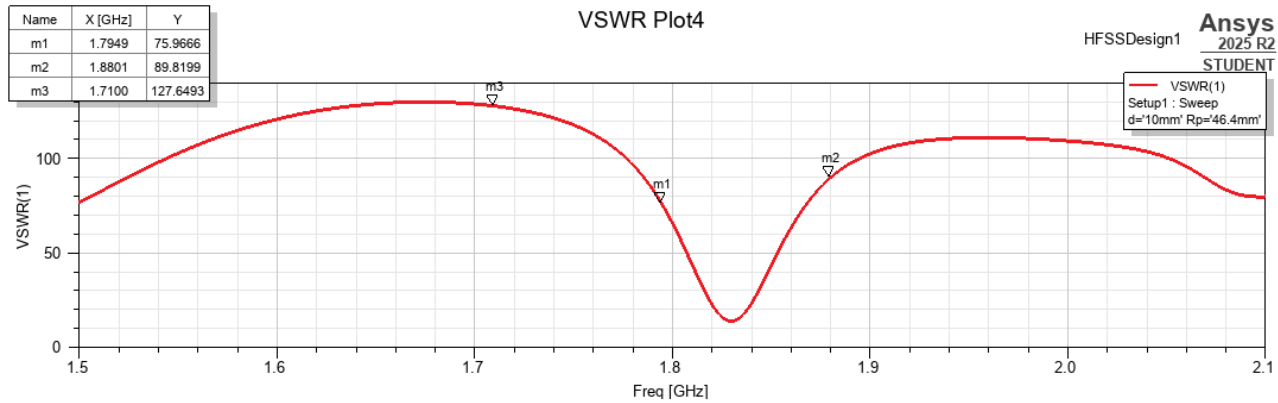


Рис. 3.10 Частотна залежність коефіцієнта стоячої хвилі $VSWR(f)$ оптимізованої однорезонаторної антени

Таким чином, оптимізована однорезонаторна антена забезпечує добре узгодження поблизу центральної частоти 1795 МГц, однак не забезпечує необхідну ширину смуги для повного покриття діапазону 1710–1880 МГц. Однорезонаторна конструкція має виражений резонансний характер, тому ефективно працює лише у вузькій області частот. Це є підставою для подальшого переходу до дворезонаторної структури з пасивним патчем, яка дозволяє розширити робочу смугу частот та покращити узгодження антени в усьому заданому діапазоні.

Для оцінки просторових характеристик оптимізованої однорезонаторної круглої патч-антени було побудовано тривимірні діаграми спрямованості на частотах 1710 МГц (див. рис. 3.11), 1795 МГц (див. рис. 3.12) та 1880 МГц (див. рис. 3.13).

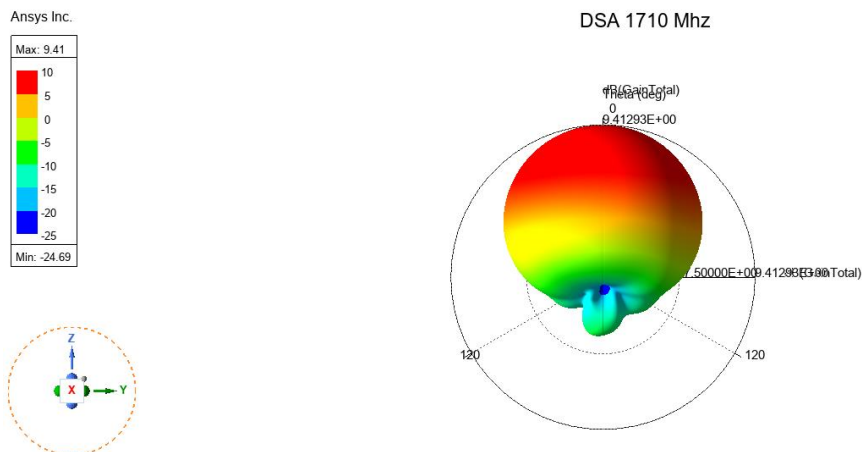


Рис. 3.11 Тривимірна діаграма спрямованості однорезонаторної антени на частоті 1710 МГц

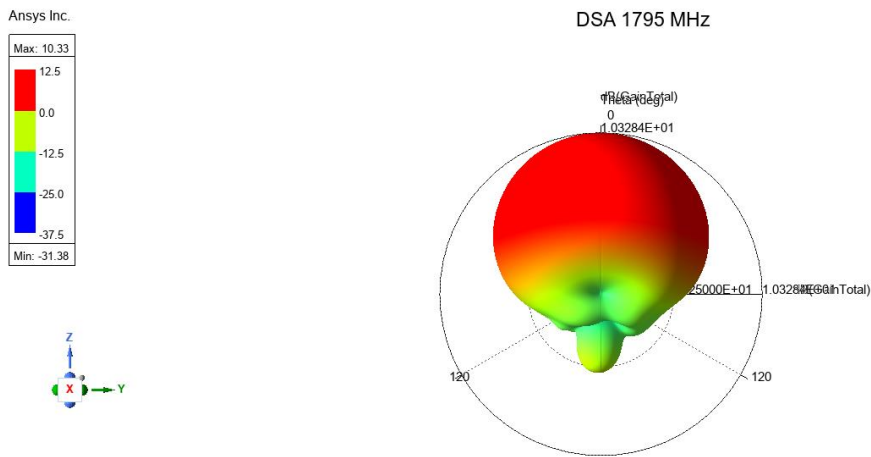


Рис. 3.12 Тривимірна діаграма спрямованості однорезонаторної антени на частоті 1795 МГц

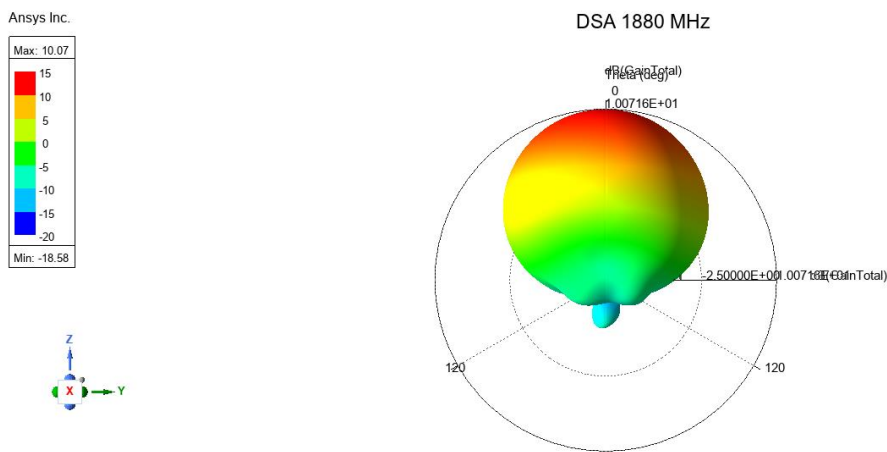


Рис. 3.13 Тривимірна діаграма спрямованості однорезонаторної антени на частоті 1880 МГц

За результатами моделювання встановлено, що на частоті 1710 МГц максимальне значення коефіцієнта підсилення становить 9,41 дБ, на центральній частоті 1795 МГц — 10,33 дБ, а на частоті 1880 МГц — 10,07 дБ.

Отримані результати свідчать про те, що оптимізована однорезонаторна антена зберігає спрямований характер випромінювання в усьому досліджуваному діапазоні частот. Максимальний коефіцієнт підсилення знаходиться в межах від 9,41 дБ до 10,33 дБ, що вказує на достатньо хороші спрямовані властивості антени. Водночас аналіз частотних характеристик показав, що, незважаючи на задовільні показники підсилення та форму діаграми спрямованості, однорезонаторна антена не забезпечує необхідного узгодження в

усьому робочому діапазоні 1710–1880 МГц. Для детальнішого аналізу просторових характеристик оптимізованої однорезонаторної антени було побудовано перерізи діаграми спрямованості в E – та H –площинах на частотах 1710 МГц (див. рис. 3.14), 1795 МГц (див. рис. 3.15) та 1880 МГц (див. рис. 3.16). Переріз в E –площині та червона крива відповідають значенню $\Phi = 0^\circ$, а в H –площині та зелена крива — $\Phi = 90^\circ$.

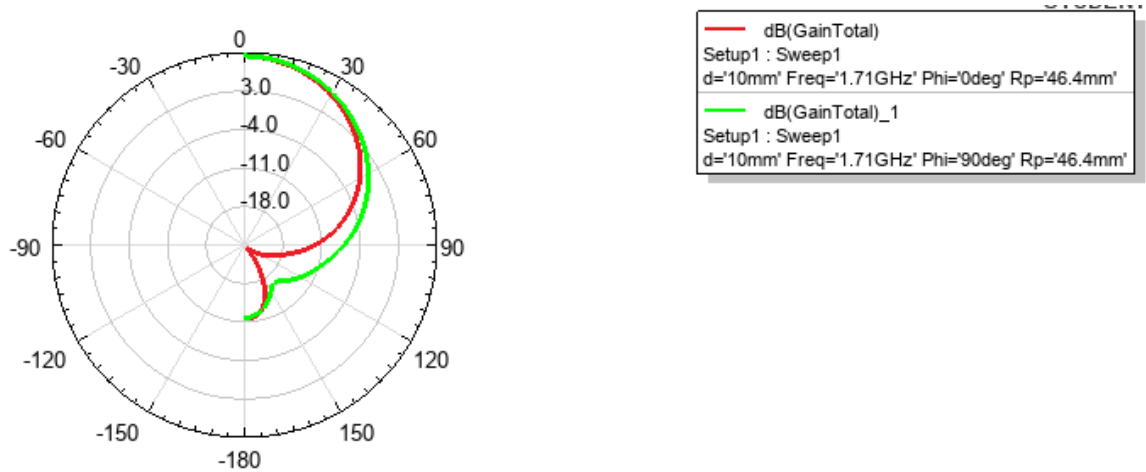


Рис. 3.14 Перерізи діаграми спрямованості однорезонаторної антени в E – та H –площинах на частоті 1710 МГц

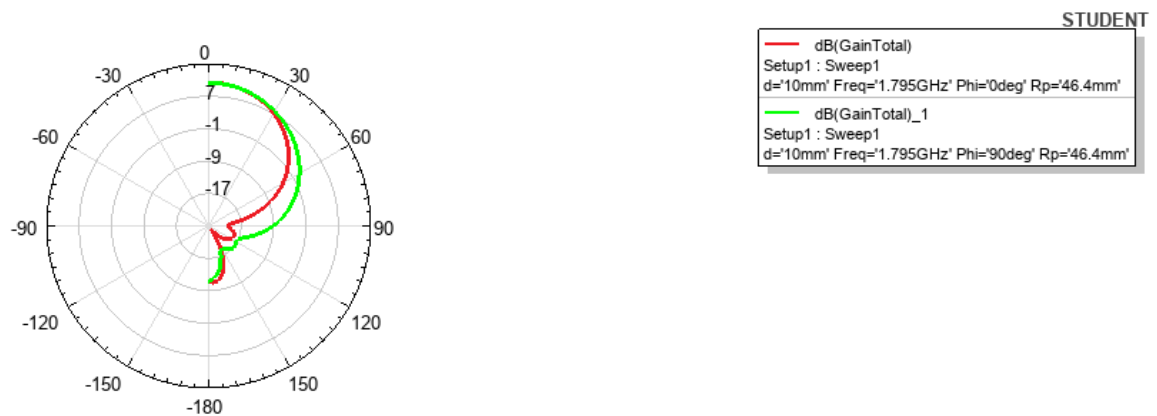


Рис. 3.15 Перерізи діаграми спрямованості однорезонаторної антени в E – та H –площинах на частоті 1795 МГц

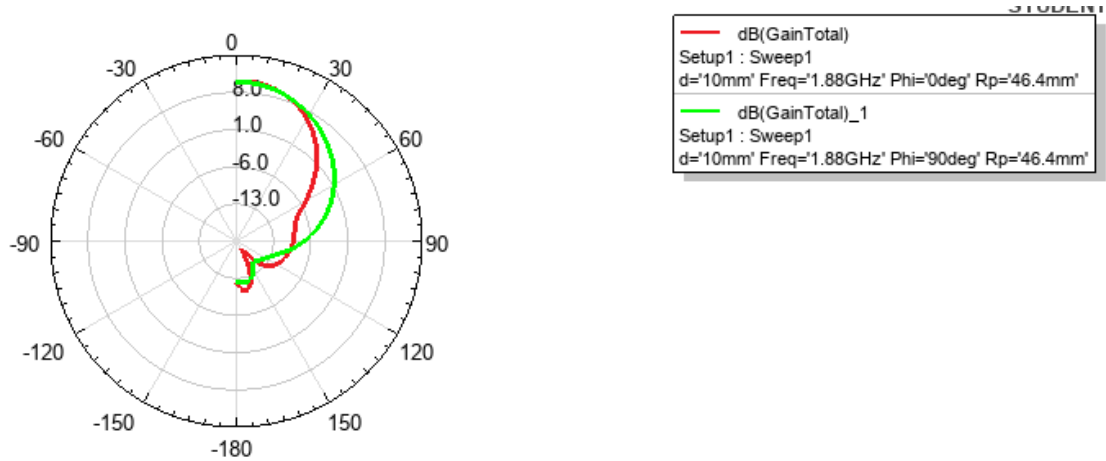


Рис. 3.16 Перерізи діаграми спрямованості однорезонаторної антени в E – та H –площинах на частоті 1880 МГц

Аналіз отриманих графіків показує, що на всіх трьох частотах основне випромінювання спрямоване у верхню півсферу, тобто в напрямку, близькому до нормалі до площини патча. Це відповідає типовому режиму роботи мікросмужкової патч-антени, у якій заземлювальна площа обмежує випромінювання в нижню півсферу.

Таким чином, побудовані перерізи діаграми спрямованості підтверджують, що оптимізована однорезонаторна антена має спрямоване випромінювання з основною пелюсткою у верхній півсфері.

Для кількісної оцінки спрямованих властивостей антени було визначено ширину основної пелюстки діаграми спрямованості в E – та H –площинах на рівні -3 дБ відносно максимального значення коефіцієнта підсилення. Ширина основної пелюстки визначалася за рівнем -3 дБ відносно максимального значення коефіцієнта підсилення. Для частоти 1710 МГц максимальний коефіцієнт підсилення становить 9,41 дБ, тому рівень половинної потужності дорівнює 6,41 дБ. Для частоти 1795 МГц максимальне значення коефіцієнта підсилення становить 10,33 дБ, тому рівень -3 дБ дорівнює 7,33 дБ. Для частоти 1880 МГц максимальний коефіцієнт підсилення становить 10,07 дБ, відповідно рівень половинної потужності становить 7,07 дБ.

Оскільки максимум основної пелюстки на побудованих графіках розташований поблизу напрямку $\Theta = 0^\circ$, маркером визначався кут від

напрямку максимального випромінювання до точки, у якій рівень підсилення зменшується на 3 дБ. Цей кут відповідає половині ширини основної пелюстки, тому повна ширина визначалася за формулою:

$$HPBW \approx 2 \times \theta_{-3dB} \quad (3.1)$$

За результатами аналізу діаграм спрямованості (див. табл. 1.1) встановлено, що на частоті 1710 МГц ширина основної пелюстки становить $61,01^\circ$ в E – площині та $67,11^\circ$ в H – площині. На частоті 1795 МГц ці значення дорівнюють відповідно $57,55^\circ$ та $64,00^\circ$. На частоті 1880 МГц ширина основної пелюстки становить $56,56^\circ$ в E – площині та $65,35^\circ$ в H – площині.

Таблиця 3.1

Ширина основної пелюстки однорезонаторної антени

Частота, МГц	Gain max, дБ	Рівень –3 дБ, дБ	HPBW E-plane, °	HPBW H-plane, °
1710	9,41	6,41	61,01	67,11
1795	10,33	7,33	57,55	64,00
1880	10,07	7,07	56,56	65,35

Отримані результати показують, що антена має виражену основну пелюстку випромінювання, спрямовану у верхню півсферу. При цьому ширина основної пелюстки змінюється залежно від частоти та площини спостереження.

Висновки

У третьому розділі було виконано моделювання однорезонаторної круглої патч-антени з коаксіальним живленням у середовищі ANSYS HFSS. Модель була створена на основі аналітичних розрахунків, виконаних у другому розділі, та включала заземлювальну площину, повітряний проміжок, круглий випромінювальний патч і коаксіальний зонд живлення.

Для покращення характеристик антени було виконано параметричну оптимізацію радіуса патча R_p та положення точки коаксіального живлення d . У

результаті оптимізації радіус патча було уточнено з початкового значення $R_p = 45,9$ мм до $R_p = 46,4$ мм. Це дозволило змістити резонансну частоту ближче до центральної частоти робочого діапазону 1795 МГц. Після цього було проведено оптимізацію положення точки живлення, за результатами якої найкращим серед досліджених значень було обрано $d = 10$ мм.

Після вибору оптимізованих параметрів $R_p = 46,4$ мм та $d = 10$ мм було виконано повторний частотний аналіз однорезонаторної антени. На центральній частоті 1795 МГц коефіцієнт відбиття становить $S_{11} = -11,5434$ дБ, що є нижчим за рівень -10 дБ і свідчить про прийнятне узгодження антени поблизу резонансної частоти. Отже, параметрична оптимізація дозволила покращити роботу антени саме в області центральної частоти.

Разом з тим на граничних частотах робочої смуги результати залишаються незадовільними. На частоті 1710 МГц коефіцієнт відбиття становить $S_{11} = -0,6471$ дБ, а на частоті 1880 МГц — $S_{11} = -0,7167$ дБ. Такі значення є значно вищими за рекомендований рівень -10 дБ і свідчать про високий рівень відбиття енергії на краях діапазону. Це означає, що однорезонаторна антена фактично добре працює лише поблизу однієї резонансної частоти, але не забезпечує достатню ширину смуги узгодження.

Саме тому подальшим етапом роботи є перехід до дворезонаторної антени. Додавання другого, пасивного резонатора дає можливість сформувати додатковий резонанс і розширити смугу узгодження. За рахунок електромагнітного зв'язку між активним та пасивним патчами очікується покращення частотної характеристики $S_{11}(f)$, зменшення VSWR на граничних частотах і забезпечення кращої відповідності вимозі $VSWR \leq 2$ у всьому робочому діапазоні 1710–1880 МГц.

РОЗДІЛ 4

МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ДВОРЕЗОНАТОРНОЇ ПАТЧ-АНТЕНИ

4.1 Створення моделі дворезонаторної круглої патч-антени

За результатами моделювання однорезонаторної круглої патч-антени було встановлено, що така конструкція забезпечує якісне узгодження лише поблизу центральної частоти 1795 МГц, однак не покриває весь робочий діапазон 1710–1880 МГц за умовою $VSWR \leq 2$. Тому наступним етапом роботи стало створення дворезонаторної антени (див. рис. 4.1), основною метою якої є розширення смуги узгодження та покращення частотних характеристик на граничних частотах робочого діапазону.

За основу дворезонаторної моделі було взято оптимізовану однорезонаторну антену з параметрами $R_p = 46,4$ мм та $d = 10$ мм. До цієї конструкції було додано другий круглий металевий резонатор, розташований над активним патчем. Додатковий резонатор є пасивним, тобто він не має безпосереднього електричного з'єднання з коаксіальним фідером. Його збудження відбувається за рахунок електромагнітного зв'язку з активним резонатором.

Пасивний резонатор було виконано у вигляді круглого алюмінієвого диска. Його радіус позначено як R_{pp} , а відстань між активним і пасивним резонаторами — як h_{pp} . У моделі було прийнято значення $h_{pp} = 10$ мм. Товщина пасивного патча, як і для активного резонатора, становить $t = 0,5$ мм. Початкове значення радіуса пасивного патча було задано як $R_{pp} = 48$ мм.

Пасивний патч було розташовано з активним патчем, тобто його центр має координати $X = 0$ мм, $Y = 0$ мм. Координата по осі Z була визначена з урахуванням висоти активного патча, його товщини та зазору між резонаторами:

$$Z = h_p + t + h_{pp}$$

Після підстановки числових значень отримано:

$$Z = 2 + 0,5 + 10 = 12,5 \text{ мм}$$

Отже, пасивний резонатор було розміщено на висоті $Z = 12,5$ мм. Таким чином, між верхньою поверхнею активного патча та нижньою поверхнею пасивного патча забезпечується повітряний зазор 10 мм. Коаксіальний зонд при цьому залишається підключеним лише до активного патча, а пасивний резонатор працює як додатковий електромагнітно зв'язаний елемент.

Після створення геометричної моделі було перевірено, що пасивний патч бере участь у розрахунку як повноцінний елемент моделі, тобто має параметр $\text{Model} = \text{true}$, матеріал aluminium та не знаходиться в групі Non Model . Також було перевірено, що область Air Box охоплює всю дворезонаторну структуру з достатнім запасом по висоті.

Додавання пасивного резонатора змінює електродинамічні властивості антени. Якщо однорезонаторна антена формує один виражений резонанс, то дворезонаторна конструкція може створювати додатковий резонанс, пов'язаний із пасивним патчем. Завдяки цьому очікується розширення смуги узгодження та зменшення значень S_{11} і VSWR на краях робочого діапазону.

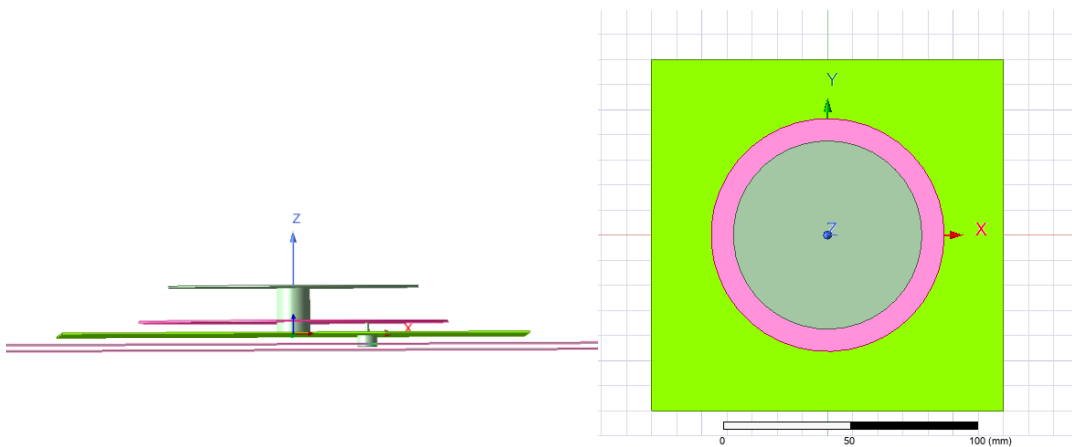


Рис. 4.1 Геометрична модель дворезонаторної круглої патч-антени з пасивним резонатором

4.2 Параметрична оптимізація дворезонаторної круглої патч-антени

Після створення дворезонаторної моделі було виконано параметричну оптимізацію радіуса пасивного резонатора R_{pp} . За основу було взято параметри оптимізованої однорезонаторної антени: $R_p = 46,4$ мм та $d = 10$ мм. Метою цього

етапу було визначення такого радіуса пасивного патча, який забезпечує кращу форму характеристики $VSWR(f)$ у робочому діапазоні 1710–1880 МГц, а також зменшення коефіцієнта відбиття.

Спочатку було виконано широкий параметричний аналіз R_{pp} у діапазоні приблизно від 30 мм до 50 мм. За результатами моделювання встановлено, що надмірне збільшення радіуса пасивного резонатора не забезпечує покращення узгодження, а на граничних частотах коефіцієнт стоячої хвилі залишається високим. Подальше уточнення показало, що кращі результати коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ спостерігаються в області $R_{pp} = 37\text{--}38$ мм (див. рис. 4.2), проте аналіз коефіцієнта стоячої хвилі потребує уточненого параметричного аналізу.

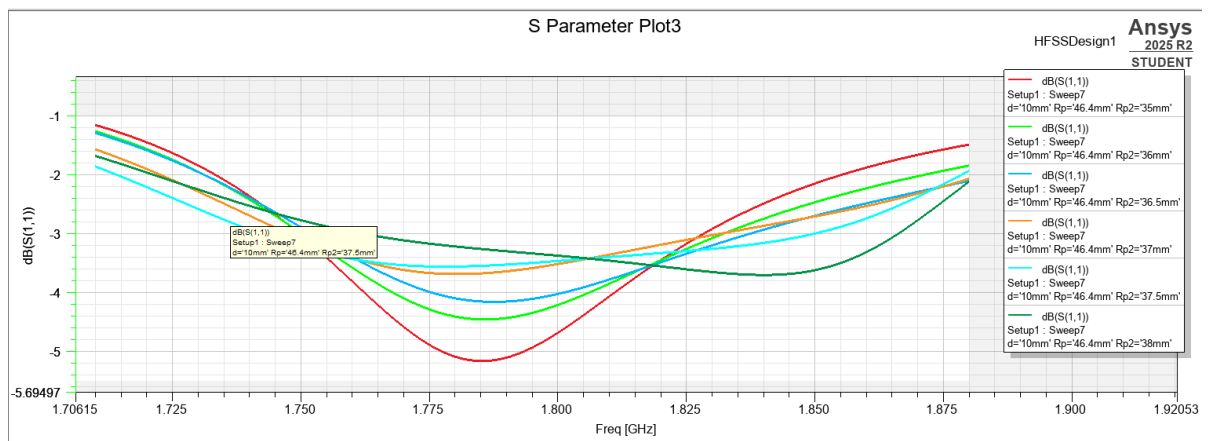


Рис. 4.2 Параметричний аналіз коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ при зміні радіуса пасивного резонатора R_{pp} у діапазоні 35–38 мм

Для більш точного вибору параметра було виконано додатковий аналіз у діапазоні $R_{pp} = 37,3\text{--}37,8$ мм для коефіцієнта стоячої хвилі $VSWR$. За результатами порівняння встановлено, що найкращий компроміс забезпечує значення $R_{pp} = 37,5$ мм (див. рис. 4.3). Для цього варіанта характеристика $S_{11}(f)$ має більш рівномірну форму в робочій смузі (див. рис. 4.2), а крива $VSWR(f)$ демонструє нижчі значення порівняно з більшістю досліджених варіантів. Тому значення $R_{pp} = 37,5$ мм було прийнято для подальшої оптимізації.

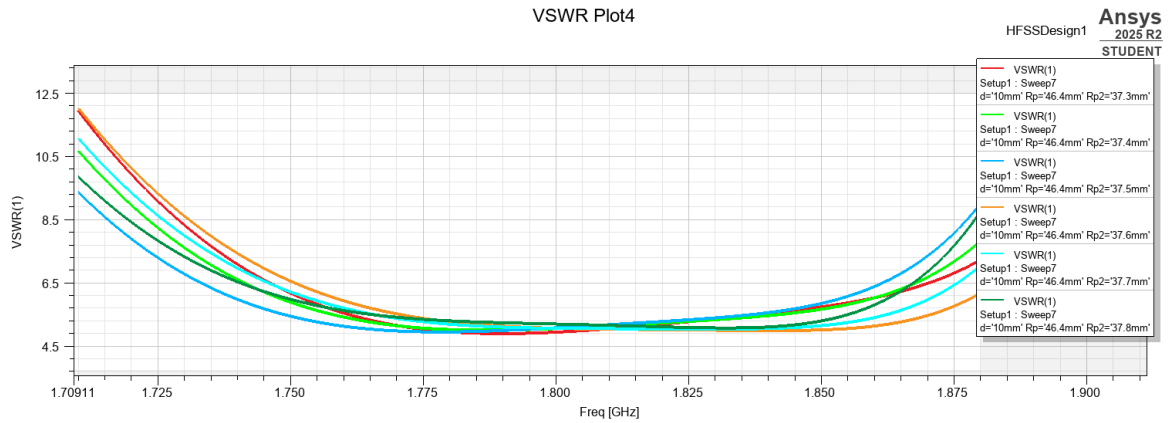


Рис. 4.3 Уточнений параметричний аналіз коефіцієнта стоячої хвилі VSWR(f) при зміні радіуса пасивного резонатора R_{pp} у діапазоні 37,3–37,8 мм

Оскільки зміна лише радіуса пасивного патча не забезпечила повного виконання вимоги $VSWR \leq 2$, наступним етапом було виконано оптимізацію положення точки коаксіального живлення d . Цей параметр визначає зміщення коаксіального зонда від центра патча та безпосередньо впливає на вхідний опір антени.

Спочатку було виконано широкий параметричний аналіз d у діапазоні від 10 мм до 23 мм (див. рис. 4.4).

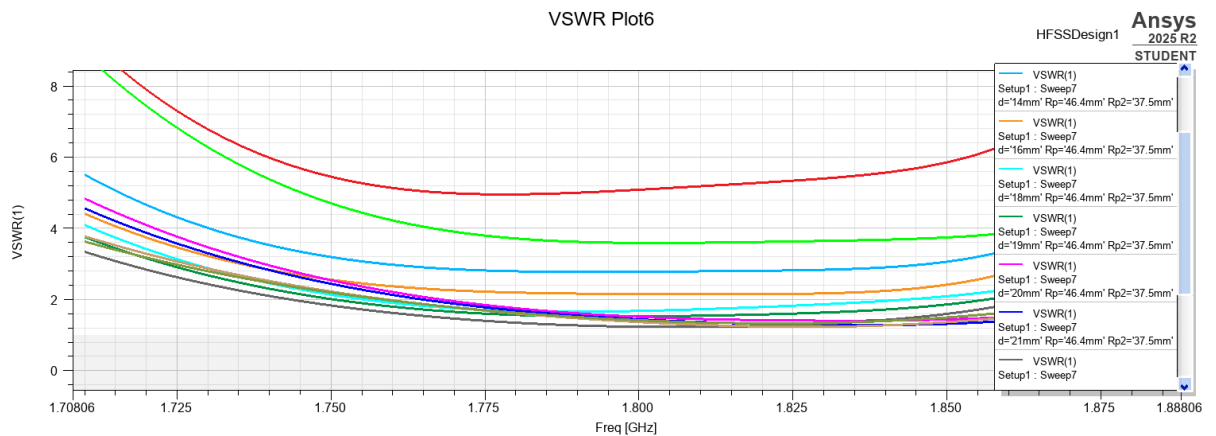


Рис. 4.4 Параметричний аналіз коефіцієнта стоячої хвилі VSWR(f) при зміні радіуса пасивного резонатора d у діапазоні 10–23 мм

Бачимо, що при збільшенні d характеристика VSWR(f) суттєво покращується. Найкращі результати отримано в області $d = 21 - 22$ мм. Для уточнення було виконано додатковий аналіз поблизу цього значення. За

результатами моделювання як робоче значення точки живлення було прийнято $d = 22,1$ мм (див. рис. 4.5).

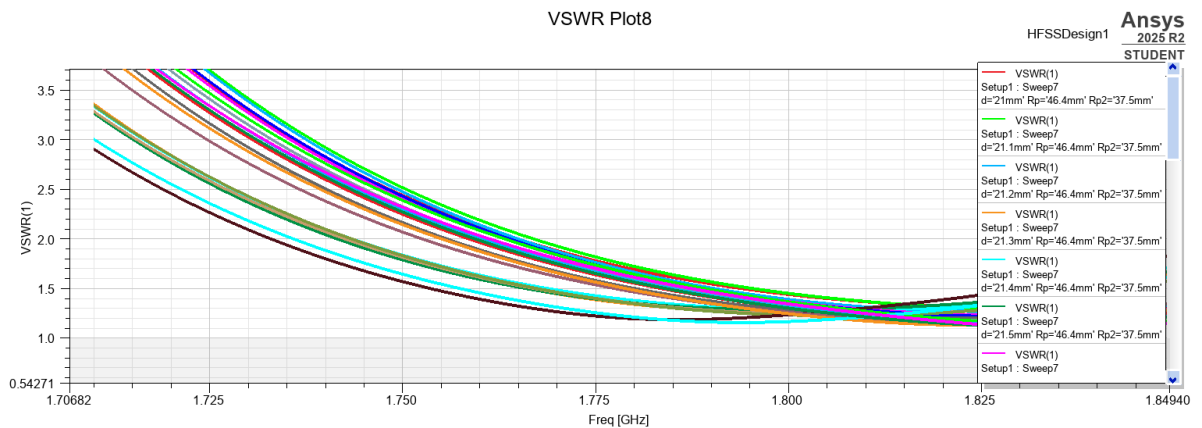


Рис. 4.5 Уточнений параметричний аналіз коефіцієнта стоячої хвилі VSWR(f) при зміні радіуса пасивного резонатора d у діапазоні 21–22 мм

Таким чином, за результатами оптимізації для подальшого аналізу дворезонаторної антени було прийнято параметри $R_{pp} = 37,5$ мм та $d = 22,1$ мм. Отримані результати підтверджують, що додавання пасивного резонатора та повторне уточнення точки живлення дозволяють суттєво покращити узгодження антени в робочому діапазоні.

Після оптимізації радіуса пасивного резонатора $R_{pp} = 37,5$ мм та положення точки коаксіального живлення $d = 22,1$ мм було виконано додатковий параметричний аналіз висоти повітряного проміжку h_p між заземлювальною площиною та активним патчем. Необхідність цього етапу була зумовлена тим, що після попередньої оптимізації характеристика VSWR(f) лише частково забезпечувала вимогу $VSWR \leq 2$, тому для подальшого розширення смуги узгодження та зменшення коефіцієнта відбиття на граничних частотах доцільно було дослідити вплив висоти активного резонатора над заземлювальною площиною.

Параметр h_p є одним із важливих конструктивних параметрів патч-антени, оскільки він визначає відстань між випромінюючим елементом і заземлювальною площиною. Зміна цього параметра впливає на розподіл електромагнітного поля під патчем, вхідний опір антени, добротність резонансної системи та ширину смуги узгодження. При малому значенні h_p

електромагнітне поле сильніше зосереджене між патчем і землею, що зазвичай призводить до більшої добротності резонатора та вузької смуги узгодження. У такому випадку антена може добре працювати поблизу окремої резонансної частоти, але на краях робочого діапазону коефіцієнт стоячої хвилі зростає.

Разом з тим збільшення h_p має і певні недоліки. Насамперед зростає загальна висота конструкції, що може ускладнювати практичну реалізацію антени та її механічне кріплення. Також надмірне збільшення відстані між патчем і заземлювальною площиною може призводити до появи небажаного випромінювання, зміни діаграми спрямованості або погіршення стабільності характеристик. Саме тому значення h_p не було збільшено довільно, а було обрано за результатами параметричного аналізу.

У початковій моделі використовувалося значення $h_p = 2$ мм. За результатами моделювання було встановлено, що для дворезонаторної антени з параметрами $R_p = 46,4$ мм, $R_{pp} = 37,5$ мм, $d = 22,1$ мм це значення не забезпечує найкращої рівномірності характеристики $VSWR(f)$.

З метою покращення характеристики було виконано параметричний аналіз для значень $h_p = 2$ мм, $h_p = 3$ мм та $h_p = 4$ мм, а після цього уточнено область найкращого результату (див. рис. 4.6).

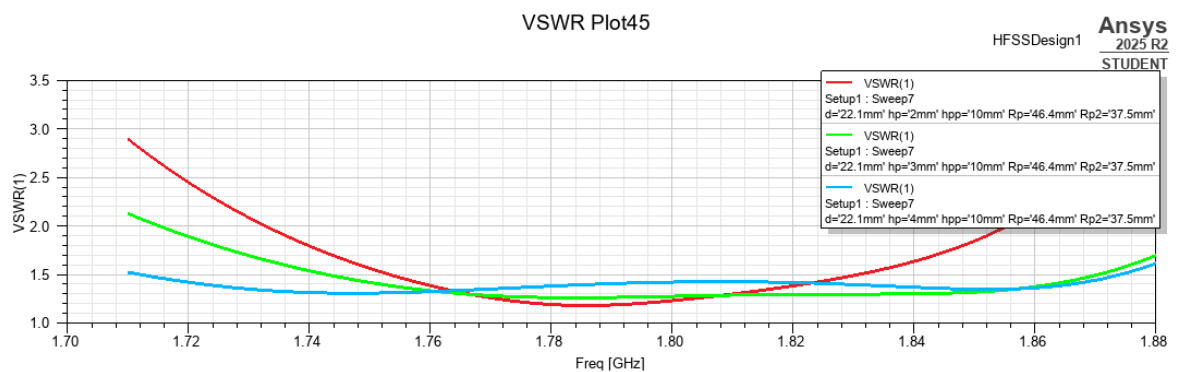


Рис. 4.6 Параметричний аналіз коефіцієнта стоячої хвилі $VSWR(f)$ при зміні висоти повітряного проміжку h_p між заземлювальною площиною та активним патчем

Аналіз показав, що збільшення висоти повітряного проміжку приводить до зменшення добротності резонансної системи та розширення смуги узгодження.

Це проявляється у більш плавній формі кривої $VSWR(f)$ та зменшенні її значень у межах робочого діапазону 1710–1880 МГц.

Найкращий результат було отримано при значенні $h_p = 3,3$ мм (див. рис. 4.7). Для цієї конфігурації характеристика $VSWR(f)$ має найбільш рівномірний вигляд у робочій смузі. Значення коефіцієнта стоячої хвилі в усьому діапазоні 1710–1880 МГц не перевищує допустимого рівня $VSWR = 2$. Мінімальне значення $VSWR$ становить приблизно 1,28–1,35 у центральній частині діапазону, а на краях смуги характеристика також залишається в допустимих межах.

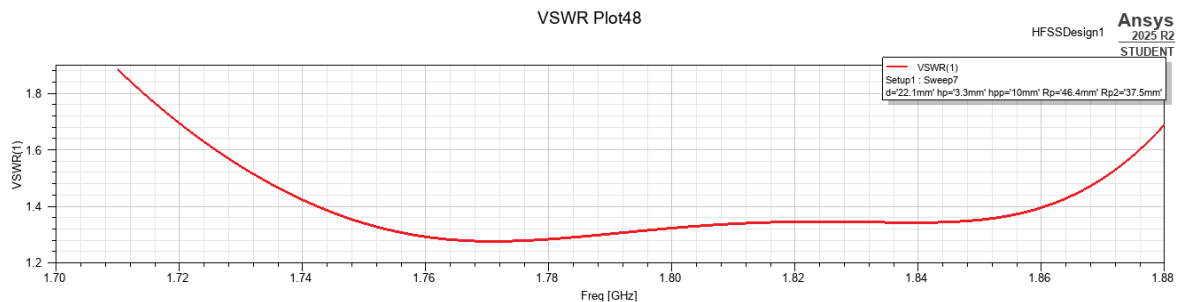


Рис. 4.7 Частотна залежність коефіцієнта стоячої хвилі $VSWR(f)$ оптимізованої дворезонаторної антени при $h_p = 3,3$ мм

Покращення підтверджується також частотною залежністю коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ (див. рис. 4.8). Для фінальної конфігурації з $h_p = 3,3$ мм коефіцієнт відбиття залишається нижчим за рівень -10 дБ у всьому робочому діапазоні. Мінімум S_{11} спостерігається приблизно поблизу 1,77 ГГц і становить близько -18 дБ. На нижній межі діапазону 1710 МГц значення S_{11} становить приблизно $-10,7$ дБ, а на верхній межі 1880 МГц — близько $-11 \dots -12$ дБ. Це свідчить про те, що антена узгоджується з 50-омним фідерним трактом не лише поблизу центральної частоти, а в межах усієї заданої смуги.

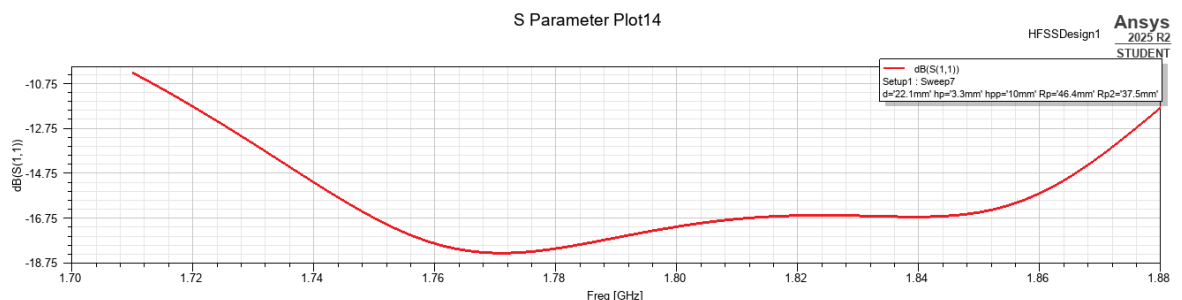


Рис. 4.8 Частотна залежність коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ оптимізованої дворезонаторної антени при $h_p = 3,3$ мм

Таким чином, збільшення висоти повітряного проміжку з початкового значення 2 мм до оптимізованого значення 3,3 мм є обґрунтованим конструктивним рішенням. Воно дозволяє розширити смугу узгодження, зменшити значення VSWR на граничних частотах і забезпечити виконання вимоги $VSWR \leq 2$ у діапазоні 1710–1880 МГц. Значення $h_p = 3,3$ мм було прийнято як фінальне для подальшого аналізу характеристик оптимізованої дворезонаторної антени.

4.3. Аналіз характеристик оптимізованої дворезонаторної патч-антени

Після завершення параметричної оптимізації було виконано дослідження основних електродинамічних характеристик оптимізованої дворезонаторної круглої патч-антени. Для фінального аналізу було прийнято такі геометричні параметри: радіус активного патча $R_p = 46,4$ мм, радіус пасивного резонатора $R_{pp} = 37,5$ мм, положення точки коаксіального живлення $d = 22,1$ мм, висота повітряного проміжку $h_p = 3,3$ мм та відстань між активним і пасивним резонаторами $h_{pp} = 10$ мм.

Метою цього етапу є перевірка відповідності отриманої конструкції вимогам технічного завдання. Для цього було визначено коефіцієнт відбиття S_{11} , коефіцієнт стоячої хвилі VSWR, коефіцієнт підсилення антени, об'ємні діаграми спрямованості, перерізи діаграм спрямованості в E – та H – площинах, а також ширину основної пелюстки на граничних і центральній частотах робочої смуги.

Аналіз проводився на частотах 1710 МГц, 1795 МГц та 1880 МГц, які відповідають нижній межі, центральній частоті та верхній межі робочого діапазону антени. Додатково було побудовано частотні залежності $S_{11}(f)$ (див. рис. 4.9) та $VSWR(f)$ (див. рис. 4.10) для оцінки узгодження антени в усьому діапазоні 1710–1880 МГц.

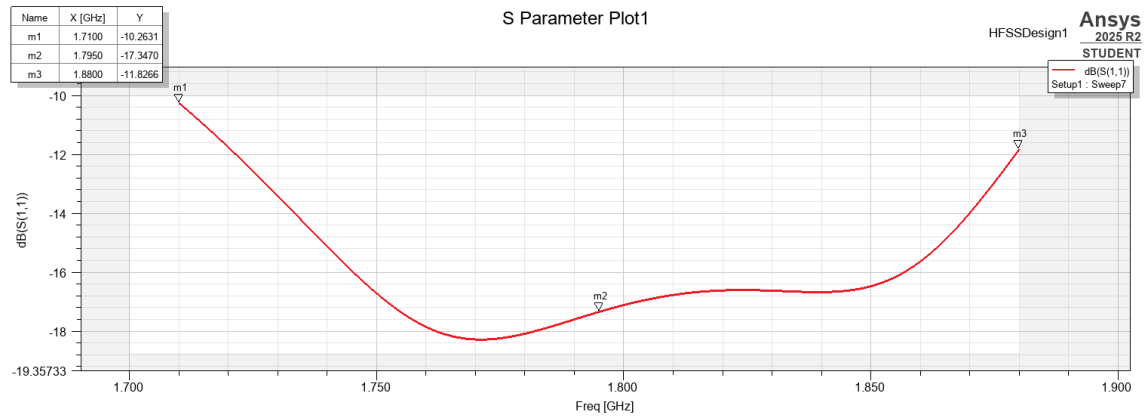


Рис. 4.9 Частотна залежність коефіцієнта відбиття $S_{11}(f)$ оптимізованої дворезонаторної антени

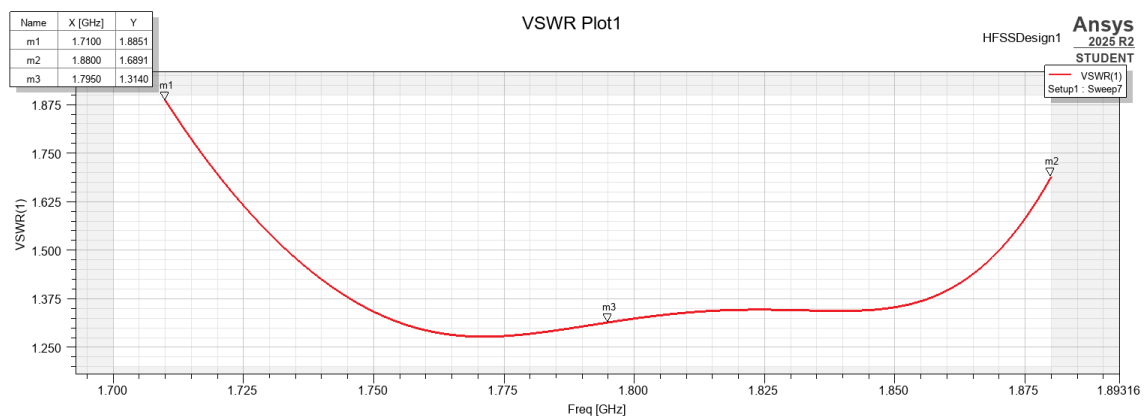


Рис. 4.10 Частотна залежність коефіцієнта стоячої хвилі VSWR(f) оптимізованої дворезонаторної антени

За результатами моделювання на таблиці 4.1 відображено, що коефіцієнт відбиття S_{11} на частоті 1710 МГц становить -10,2631 дБ, на центральній частоті 1795 МГц — -17,3470 дБ, а на частоті 1880 МГц — -11,8266 дБ. Отримані значення є нижчими за рівень -10 дБ, що свідчить про прийнятне узгодження антени з 50-омним фідерним трактом у всьому робочому діапазоні.

Найкраще узгодження спостерігається поблизу центральної частоти 1795 МГц, де значення S_{11} дорівнює -17,3470 дБ. Це означає, що на цій частоті відбиття енергії від входу антени є мінімальним. На граничних частотах 1710 МГц та 1880 МГц коефіцієнт відбиття дещо збільшується, однак залишається нижчим за допустимий рівень -10 дБ, тому антена зберігає узгодження в межах усієї заданої смуги.

Частотна залежність $VSWR(f)$ підтверджує результати, отримані за коефіцієнтом відбиття. На частоті 1710 МГц значення $VSWR$ становить 1,8851, на частоті 1795 МГц — 1,3140, а на частоті 1880 МГц — 1,6891. Усі отримані значення не перевищують допустимого рівня $VSWR = 2$, що підтверджує виконання вимоги технічного завдання.

Таблиця 4.1

Значення коефіцієнта відбиття S_{11} та коефіцієнта стоячої хвилі $VSWR$ оптимізованої дворезонаторної антени на контрольних частотах

Частота, МГц	VSWR	S_{11} , дБ
1710	1,8851	-10,2631
1795	1,3140	-17,3470
1880	1,6891	-11,8266

За результатами моделювання було визначено коефіцієнт підсилення дворезонаторної антени на граничних і центральній частотах робочої смуги. На частоті 1710 МГц максимальний коефіцієнт підсилення становить 10,27 дБ (див. рис. 4.11), на частоті 1795 МГц – 10,40 дБ (див. рис. 4.12), а на частоті 1880 МГц – 10,28 дБ (див. рис. 4.13). Отримані значення свідчать про те, що в межах робочого діапазону антена забезпечує достатньо стабільний рівень підсилення.

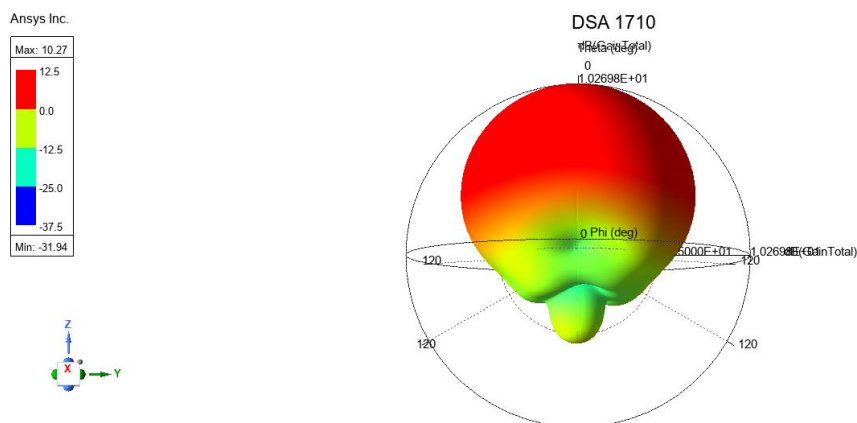


Рис. 4.11 Об'ємна діаграма спрямованості дворезонаторної антени на частоті 1710 МГц

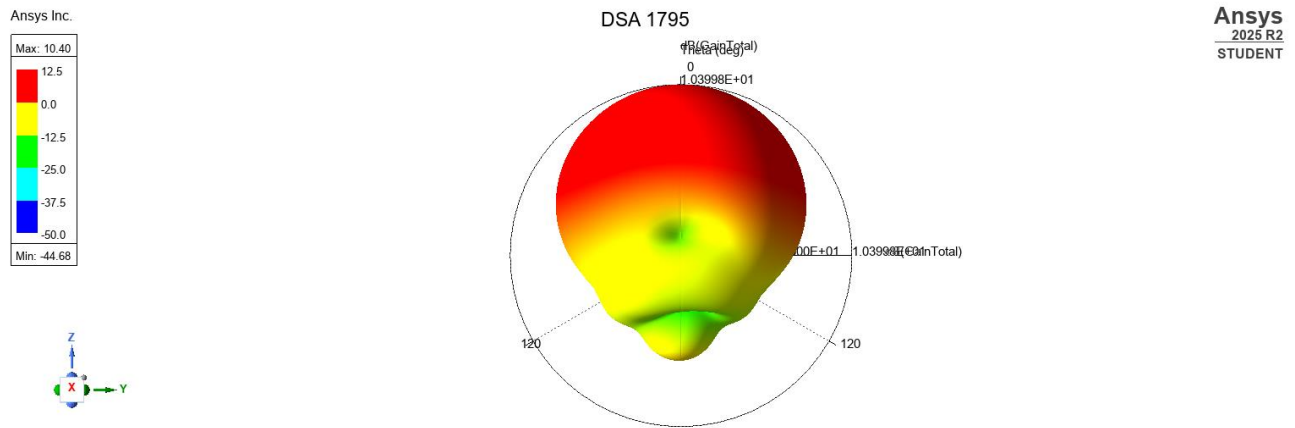


Рис. 4.12 Об'ємна діаграма спрямованості дворезонаторної антени на частоті 1795 МГц

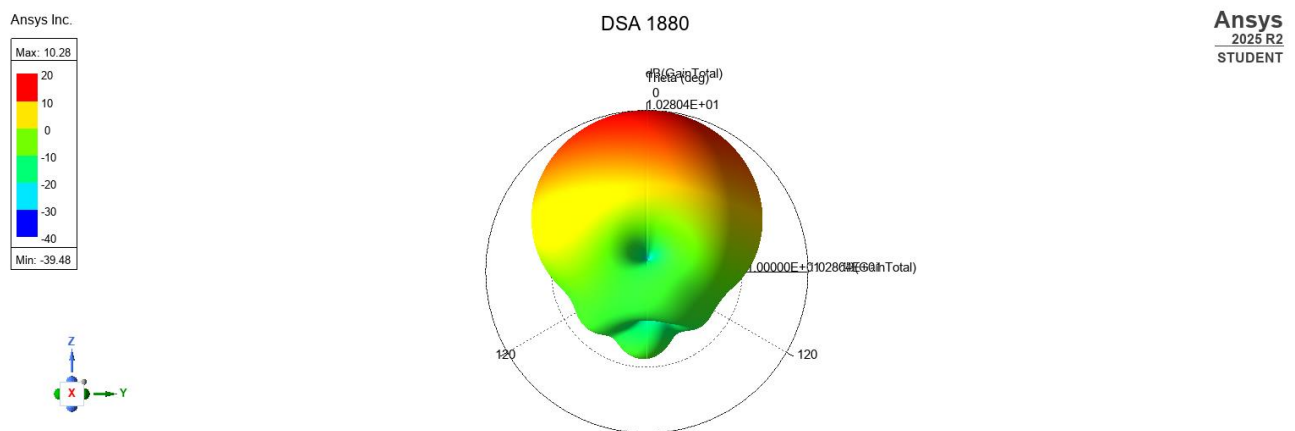


Рис. 4.13 Об'ємна діаграма спрямованості дворезонаторної антени на частоті 1880 МГц

Побудовані об'ємні діаграми спрямованості показали, що в усіх трьох точках робочого діапазону антена формує добре виражену основну пелюстку. Форма діаграми спрямованості на частотах 1710 МГц, 1795 МГц та 1880 МГц є подібною, що свідчить про стабільність просторових характеристик антени в заданій смузі частот. Максимум випромінювання спостерігається у напрямку основної пелюстки, а рівень бічних і задніх пелюсток є значно нижчим.

Для детальнішого аналізу просторових характеристик оптимізованої дворезонаторної антени було побудовано перерізи діаграми спрямованості в E – та H – площинах на граничних і центральній частотах робочої смуги: 1710 МГц, 1795 МГц та 1880 МГц. Перерізи виконано для функції $\text{dB}(\text{GainTotal})$, що дозволяє оцінити зміну коефіцієнта підсилення залежно від кутового напрямку.

На отриманих графіках (див. рис. 4.14 - 4.16) червона крива відповідає перерізу при $\Phi = 0^\circ$, тобто E –площині, а зелена крива відповідає перерізу при $\Phi = 90^\circ$, тобто H –площині. Такий підхід дозволяє порівняти форму основної пелюстки в двох взаємно перпендикулярних площинах.

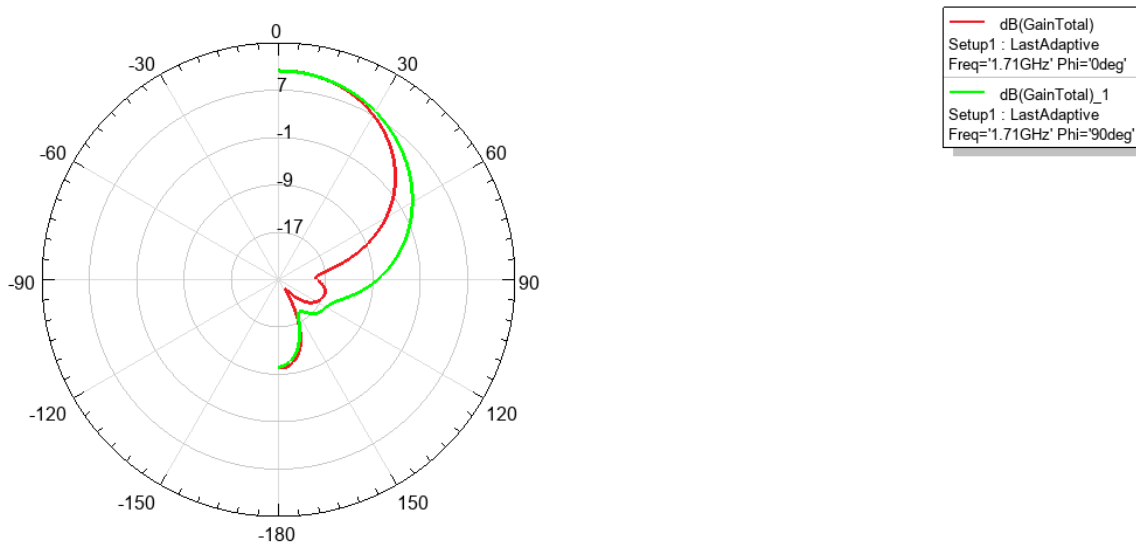


Рис. 4.14 Перерізи діаграми спрямованості оптимізованої дворезонаторної антени в E – та H –площинах на частоті 1710 МГц

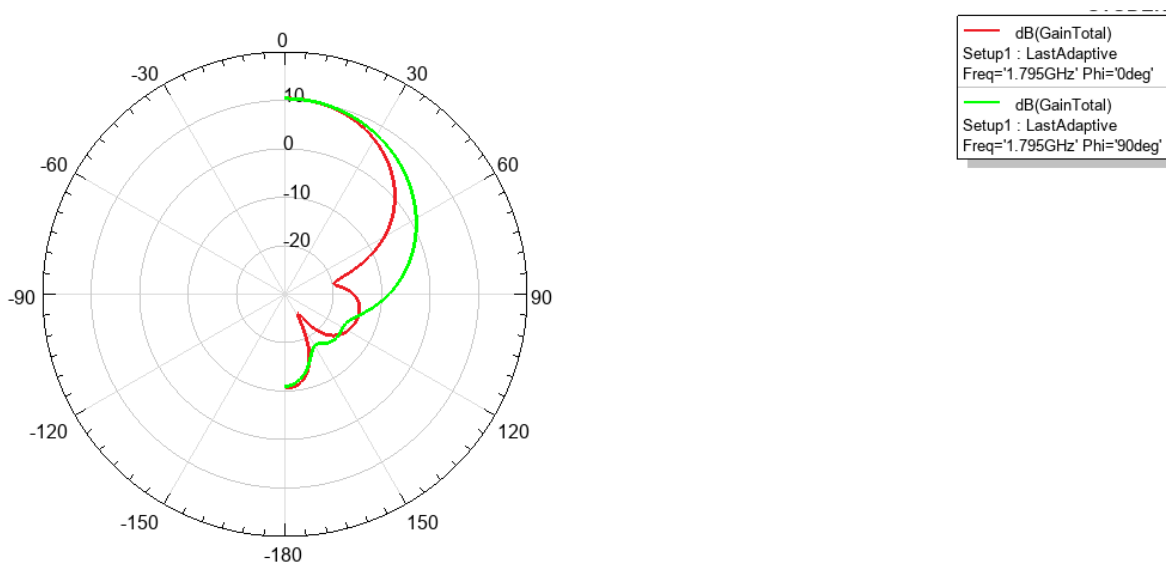


Рис. 4.15 Перерізи діаграми спрямованості оптимізованої дворезонаторної антени в E – та H –площинах на частоті 1795 МГц

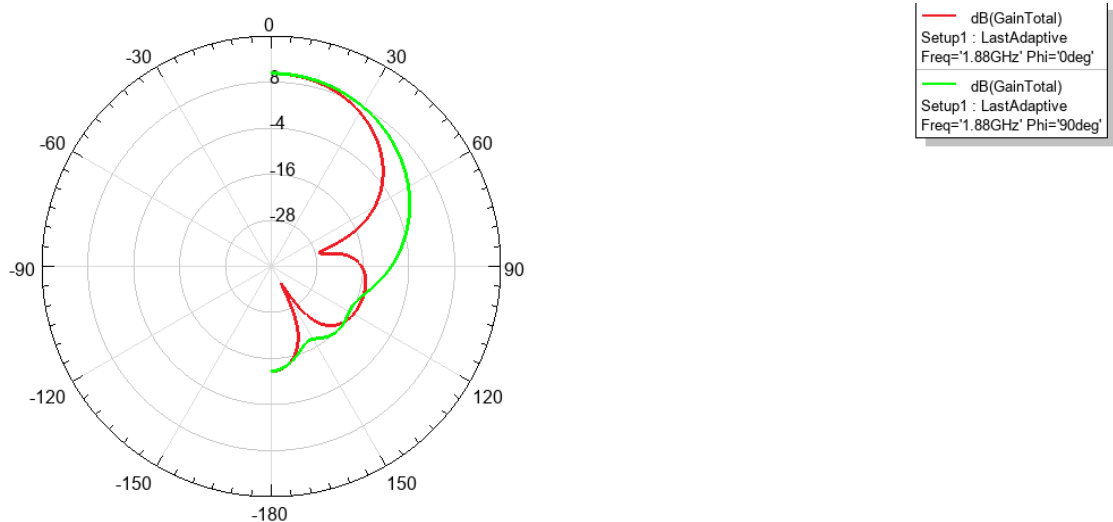


Рис. 4.16 Перерізи діаграми спрямованості оптимізованої дворезонаторної антени в E – та H –площинах на частоті 1880 МГц

Аналіз перерізів показує, що на всіх трьох частотах антена формує виражену основну пелюстку в напрямку основного випромінювання. На частоті 1710 МГц форма діаграми спрямованості є дещо ширшою, що пов'язано з роботою антени на нижній межі діапазону. На центральній частоті 1795 МГц спостерігається найбільш виражена основна пелюстка та максимальний рівень підсилення. На частоті 1880 МГц форма діаграми залишається подібною, що свідчить про стабільність просторових характеристик антени у всій робочій смузі.

Порівняння E – та H –площин показує, що діаграма спрямованості не є повністю симетричною, що є характерним для антени з коаксіальним живленням, зміщеним відносно центра патча. Зміщення точки живлення впливає на розподіл струмів на поверхні активного резонатора, тому форма перерізів у двох площинах дещо відрізняється. Водночас основна пелюстка зберігає стабільний напрям, а рівень бічних та задніх пелюсток залишається нижчим за рівень основного випромінювання.

Отже, побудовані перерізи діаграми спрямованості підтверджують, що оптимізована дворезонаторна антена має стабільні просторові характеристики на граничних та центральній частотах робочої смуги. Отримані графіки можуть

бути використані для визначення ширини основної пелюстки в E – та H –площинах.

Для кількісної оцінки спрямованих властивостей дворезонаторної антени було визначено ширину основної пелюстки діаграми спрямованості в E – та H –площинах на рівні -3 дБ відносно максимального значення коефіцієнта підсилення.

За результатами аналізу на таблиці 4.2 відображено, що на частоті 1710 МГц ширина основної пелюстки становить $58,38^\circ$ в E -площині та $66,34^\circ$ в H -площині. На частоті 1795 МГц ці значення дорівнюють відповідно $56,00^\circ$ та $68,00^\circ$. На частоті 1880 МГц ширина основної пелюстки становить $69,00^\circ$ в E -площині та $52,53^\circ$ в H -площині.

Таблиця 4.2

Ширина основної пелюстки на контрольних частотах

Частота, МГц	HPBW в E -площині, град	HPBW в H -площині, град
1710	58.38	66.34
1795	56.00	68.00
1880	69.00	52.53

Отримані результати свідчать про те, що антена зберігає виражені спрямовані властивості в усьому робочому діапазоні. При цьому ширина основної пелюстки змінюється залежно від частоти та площини спостереження, що є характерним для широкосмужових мікросмужкових антенних структур.

Висновки

У четвертому розділі було виконано моделювання та параметричну оптимізацію дворезонаторної круглої патч-антени з коаксіальним живленням. Основною метою оптимізації було покращення узгодження антени в робочому діапазоні 1710–1880 МГц та забезпечення виконання умови $VSWR \leq 2$ на нижній, центральній і верхній частотах смуги.

У процесі оптимізації було послідовно досліджено вплив основних конструктивних параметрів дворезонаторної антени. Спочатку було підібрано

радіус пасивного резонатора R_{pp} . За результатами параметричного аналізу встановлено, що значення $R_{pp} = 37,5$ мм забезпечує найбільш прийнятну форму частотних характеристик $S_{11}(f)$ та $VSWR(f)$. Це значення дозволило сформулювати додатковий резонанс і покращити узгодження антени в ширшій смузі частот.

Далі було оптимізовано положення точки коаксіального живлення d . Оскільки цей параметр безпосередньо впливає на вхідний опір антени, його уточнення дозволило суттєво зменшити коефіцієнт стоячої хвилі. Найкращий результат було отримано при $d = 22,1$ мм. Для цього значення характеристика $VSWR(f)$ стала більш рівномірною, а узгодження в центральній частині робочої смуги значно покращилося, проте на граничних частотах все ще не виконувалась умова $VSWR(f) \leq 2$.

Через це було досліджено вплив висоти повітряного проміжку h_p між заземлювальною площиною та активним патчем. Оптимізація цього параметра дозволила розширити смугу узгодження та зменшити зростання $VSWR$ на краях діапазону. Найкращий результат серед досліджених варіантів було отримано при $h_p = 3,3$ мм. Збільшення цього параметра зменшило добротність резонансної системи, завдяки чому частотна характеристика стала менш різкою та більш широкосмуговою, а на граничних частотах виконалась умова $VSWR(f) \leq 2$.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У дипломній роботі було проведено огляд антенних конструкцій, які можуть застосовуватися в діапазоні 1,8 ГГц. Розглянуто монопольні, рамкові, квазі-Ягі та мікросмужкові патч-антени. За результатами аналізу встановлено, що патч-антени є доцільним рішенням для заданого діапазону завдяки компактності, низькопрофільній конструкції, можливості інтеграції з планарними схемами та передбачуваним характеристикам випромінювання. Для подальшого проєктування було обрано круглу патч-антену з коаксіальним живленням, оскільки така конструкція дозволяє змінювати положення точки живлення та виконувати узгодження з 50-омним фідерним трактом.

На основі теоретичних залежностей для круглої патч-антени було виконано попередній аналітичний розрахунок геометричних параметрів однорезонаторної конструкції. Для центральної частоти 1795 МГц, повітряного діелектрика з $\varepsilon = 1$ та початкової висоти повітряного проміжку $h_p = 2$ мм було визначено початковий радіус активного патча $R_p \approx 45,9$ мм. Також було обчислено фізичний діаметр патча $D_p \approx 91,7$ мм, ефективний радіус $a_e \approx 49,1$ мм та початкове положення точки коаксіального живлення $d \approx 15$ мм.

Отримані аналітичні значення були використані як початкові для побудови моделі в середовищі ANSYS HFSS. Оскільки аналітичний розрахунок не враховує повністю вплив коаксіального зонда, товщини металу, скінченного розміру заземлювальної площини, крайових полів та електромагнітної взаємодії між елементами конструкції, остаточні параметри антени було уточнено шляхом чисельного моделювання та параметричної оптимізації.

На першому етапі було розроблено однорезонаторну антену, для якої визначено основні геометричні параметри та проведено моделювання в середовищі ANSYS HFSS. За результатами аналізу встановлено, що однорезонаторна конструкція забезпечує прийнятне узгодження лише поблизу центральної частоти 1795 МГц, але не відповідає вимозі $VSWR \leq 2$ на граничних частотах робочої смуги.

Для розширення смуги узгодження було розроблено дворезонаторну конструкцію з додатковим пасивним патчем. У процесі оптимізації було підбрано радіус пасивного резонатора $R_{pp} = 37,5$ мм, положення точки коаксіального живлення $d = 22,1$ мм та висоту повітряного проміжку $h_p = 3,3$ мм. Фінальні параметри дворезонаторної антени становлять: $R_p = 46,4$ мм, $R_{pp} = 37,5$ мм, $d = 22,1$ мм, $h_p = 3,3$ мм, $h_{pp} = 10$ мм.

З таблиці 4.3 видно, що основне покращення після переходу до дворезонаторної конструкції відбулося саме на граничних частотах робочої смуги. Для однорезонаторної антени значення S_{11} на частотах 1710 МГц та 1880 МГц були близькими до 0 дБ, що свідчило про значне відбиття енергії. Після додавання пасивного патча та оптимізації параметрів S_{11} на цих частотах зменшився до -10,2631 дБ та -11,8266 дБ відповідно. Також було забезпечено виконання умови $VSWR \leq 2$ у всій смузі 1710–1880 МГц. Це підтверджує ефективність дворезонаторної структури для розширення смуги узгодження круглої патч-антени.

Таблиця 4.3

Порівняння характеристик однорезонаторної та дворезонаторної патч-антени

Параметр	Частота, МГц	Однорезонаторна антена	Дворезонаторна антена	Покращення
S_{11} , дБ	1710	-0,6471	-10,2631	на 9,616 дБ
	1795	-11,5434	-17,3470	на 5,8036 дБ
	1880	-0,7167	-11,8266	на 11,1099 дБ
VSWR	1710	26,9	1,8851	на 25,0149
	1795	1,72	1,3140	на 0,406
	1880	24,2	1,6891	на 22,5109
Gain, дБ	1710	9,41	10,27	+0,86 дБ
	1795	10,33	10,40	+0,07 дБ
	1880	10,07	10,28	+0,21 дБ

Порівняння результатів показало, що додавання пасивного резонатора суттєво покращило частотні характеристики антени. Коефіцієнт відбиття S_{11} на граничних частотах зменшився до значень нижче -10 дБ, а коефіцієнт стоячої хвилі VSWR став меншим за 2 у всьому робочому діапазоні.

Коефіцієнт підсилення дворезонаторної антени залишився стабільним у межах робочої смуги та становить приблизно 10,27–10,40 дБ. Це свідчить про те, що покращення узгодження не призвело до погіршення енергетичних характеристик антени. Отже, оптимізована дворезонаторна кругла патч-антена з коаксіальним живленням відповідає заданим вимогам і може бути використана для роботи в діапазоні 1710–1880 МГц.

Отже, порівняння однорезонаторної та дворезонаторної антен показало, що додавання пасивного патча насамперед покращує узгодження антени, а не суттєво збільшує підсилення. Коефіцієнт підсилення залишився майже на тому самому рівні, тоді як значення S_{11} та VSWR на граничних частотах значно покращилися. Це підтверджує доцільність використання дворезонаторної конструкції для розширення смуги узгодження круглої патч-антени в діапазоні 1710–1880 МГц.

Отримана дворезонаторна кругла патч-антена з коаксіальним живленням може бути використана в системах бездротового зв'язку, що працюють у діапазоні 1710–1880 МГц. Насамперед така антена є придатною для застосування в системах GSM-1800, LTE-1800, а також у пристроях і вузлах зв'язку, де потрібні компактність, стабільне узгодження та спрямоване випромінювання.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що на основі проведених розрахунків і моделювання було визначено геометричні параметри антени, які забезпечують виконання основної вимоги до узгодження: VSWR не перевищує 2 у всій робочій смузі 1710–1880 МГц. Це означає, що така конструкція може ефективно передавати енергію від 50-омного фідерного тракту до випромінювальної системи з мінімальними втратами на відбиття.

Отримані результати можуть бути використані як основа для подальшого виготовлення експериментального зразка антени, проведення натурних вимірювань та порівняння результатів моделювання з практичними

характеристиками. Крім того, розроблена модель може бути застосована як базова конструкція для подальшого вдосконалення: зміни матеріалу підкладки, оптимізації розмірів заземлювальної площини, створення антенної решітки або адаптації антени до інших частотних діапазонів.

Таким чином, результати дипломної роботи мають не лише розрахункове, а й практичне значення. Вони демонструють, що застосування пасивного резонатора дозволяє розширити смугу узгодження круглої патч-антени без суттєвого погіршення коефіцієнта підсилення. Це підтверджує доцільність використання дворезонаторної конструкції для сучасних телекомунікаційних систем, у яких важливими є стабільність частотних характеристик, компактність і можливість інтеграції антени в радіотехнічні пристрої.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Цалієв Т.А. Антени та пристрої НВЧ. Частина 1. Термінологія та методи теорії антен. – 2005.
2. Alsager A. F. Design and analysis of microstrip patch antenna arrays // Unpublished Masters Thesis, University College of Boras, Sweden. – 2011. – Т. 1. – С. 1-80. Режим доступу: https://d1wqtxts1xzle7.cloudfront.net/51658519/2011_Alsager-libre.pdf?1486374046=&response-content-disposition=inline%3B+filename%3DThis_thesis_comprises_30_ECTS_credits_an.pdf
3. Antenna Array: Design, Working, Types & Its Applications. *ElProCus - Electronic Projects for Engineering Students*. Режим доступу: <https://www.elprocus.com/antenna-array/> (дата звернення: 12.01.2026).
4. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design / C. A. Balanis. – 3rd ed. – Hoboken, NJ: Wiley, 2005. – ISBN 047166782X.
5. Bansal A., Gupta R. A review on microstrip patch antenna and feeding techniques // International Journal of Information Technology. – 2020. – Т. 12. – №. 1. – С. 149-154. – Режим доступу: <https://link.springer.com/article/10.1007/s41870-018-0121-4>.
6. Chen H., Zhao A. LTE antenna design for mobile phone with metal frame // IEEE AWPL, 2015, Vol. 15, pp. 1462–1465.
7. Chen W., Wong K. L., Chen C. H. A compact monopole antenna for super wideband applications // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2011. – Т. 10. – С. 488–491.
8. Deal W. R., Kaneda N., Qian Y., Itoh T. A new quasi-Yagi antenna for planar active antenna arrays // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2002. – Т. 48. – № 6. – С. 910–918.
9. Gao S., Sambell A., Zhong S. S. Polarization-Agile Antennas // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2006. – Vol. 48, No. 3. – Р. 28–37. – Режим доступу: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1703396>

