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

Інститут телекомунікаційних систем

Кафедра Телекомунікацій

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«___»_____2021 р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра

Спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: «Проектування патч-антени з повітряним діелектриком діапазону 2,4 ГГц»

Виконав: студент ____4____ курсу, групи _____ТЗ-72_____
(шифр групи)

_____Кушніренко Ігор Вадимович_____ _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Керівник _____кандидат технічних наук, доцент Трубаров І.В._____ _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Рецензент _____доктор технічних наук , професор Трубін О.О._____ _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

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

Студент _____
(підпис)

Київ – 2021 року

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Інститут телекомунікаційних систем

Кафедра Телекомунікацій

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«___»_____2021 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Кушніренку Ігорю Вадимовичу

1. Тема роботи : «Проектування патч-антени з повітряним діелектриком діапазону 2,4 ГГц»

Керівник роботи доцент, к.т.н. Трубаров Ігор Володимирович

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від 14 квітня 2021 р. № 1007-с

2. Термін подання студентом роботи _____07.06.2021

3. Вихідні дані до роботи:

- технології розрахунку, побудови та оптимізації моделі прямокутної однорезонаторної пат-антени

- технології розрахунку, побудови та оптимізації моделі прямокутної дворезонаторної пат-антени

- полоса робочих частот - 2.4...2.483 ГГц

- коаксіальна лінія живлення для патч-антен

- програмно-обчислювальне забезпечення для розрахунку моделі антени – MathCad

- програмний емулятор для побудови та запуску моделей одно- та дворезонаторних прямокутних патч-антен – ANSYS Electronics Desktop HFSS

- початкові дані прямокутної патч-антени

4. Зміст роботи:

1. _____Огляд літературних джерел з тематики проектування мікросмужкових антен
2. _____Розрахунок параметрів однорезонаторної патч-антени
3. _____Моделювання та оптимізація однорезонаторної патч-антени
4. _____Моделювання та оптимізація дворезонаторної патч-антени

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

Слайд № 1 «»

Слайд № 2 «»

Слайд № 3 «»

Слайд № 4 «»

Слайд № 5 «»

Слайд № 6 «»

Слайд № 7 «»

6. Дата видачі завдання – 23.01.2021

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Визначення з темою та пошук літературних джерел.	25.01.2021 – 27.02.2021	Виконано
2	Створення структури роботи та завершення аналізу знайденої літератури.	01.03.2021 – 06.03.2021	Виконано
3	Написання першої частини дипломної роботи: “ Огляд літературних джерел з тематики проектування мікросмужкових антен”.	06.03.2020 – 05.04.2021	Виконано
4	Встановлення необхідних програмних компонентів та написання другої частини дипломної роботи: “ Розрахунок параметрів однорезонаторної патч-антени”.	07.04.2021 – 22.04.2021	Виконано
5	Початок виконання практичної частини роботи та написання третьої частини дипломної роботи: “ Моделювання та оптимізація однорезонаторної патч-антени.”	24.04.2021 – 15.05.2021	Виконано
6	Написання четвертої частини дипломної роботи: “ Моделювання та оптимізація дворезонаторної патч-антени” та завершення практичноъ частини роботи	15.05.2021 – 03.06.2021	Виконано
7	Написання вступної частини та висновків до роботи.	04.06.2021 – 05.06.2021	Виконано
8	Оформлення дипломної роботи згідно вимог. Додання необхідних сторінок та подача роботи на рецензування.	06.05.2021 – 07.06.2021	Виконано

Студент Ігор КУШНІРЕНКО

Керівник Ігор ТРУБАРОВ

Реферат

Текстова частина дипломної роботи: 64 с., 59 рис., 4 табл., 6 джерел.

Мета. Спроектувати та оптимізувати характеристики патч-антени з повітряним діелектриком, що працює у неліцензованому частотному діапазоні 2.4 ГГц, використовуючи для оптимізації її параметрів систему автоматизованого проектування як засіб чисельного моделювання електромагнітного поля антени.

Методи. Розрахунок параметрів в програмному середовищі MathCad. Наглядне створення та наведення прикладів запуску прямокутних патч-антен на базі програмного середовища ANSYS Electronics Desktop HFSS, та можливості аналізу та дослідження в даному середовищі.

Результат. За допомогою програмного середовища MathCad розраховано параметри однорезонаторної патч-антени, а за допомогою програмного середовища ANSYS Electronics Desktop HFSS змодельовано, проаналізовано, досліджено та оптимізовано однорезонаторну та дворезонаторну прямокутні патч-антени

Ключові слова. КСХН, коефіцієнт стоячої хвилі за напругою, коефіцієнт відбиття, діаграма спрямованості, прямокутна патч-антена, мікросмужкова антена, ANSYS Electronics Desktop HFSS, MathCad.

Abstract

Text part of diploma thesis consists of: 64 p., 59 fig., 3 table, 6 sources

Goal. Design and optimize the characteristics of a patch antenna with an air dielectric operating in the unlicensed frequency range of 2.4 GHz, using an automated design system to optimize its parameters as a means of numerical simulation of the antenna electromagnetic field.

Methods. Calculation of parameters in the MathCad software environment. Visual creation and presentation of examples of launching rectangular patch antennas based on the software environment ANSYS Electronics Desktop HFSS, and the possibility of analysis and research in this environment.

Result. The parameters of the single-cavity patch antenna were calculated using the MathCad software environment, and the single-cavity and dual-cavity rectangular patch antennas were modeled, analyzed, researched and optimized using the ANSYS Electronics Desktop HFSS software environment.

Keywords. VSWR, voltage standing wave ratio, reflection coefficient, radiation pattern, rectangular patch antenna, microstrip antenna, ANSYS Electronics Desktop HFSS, MathCad.

Зміст

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ.....9

ВСТУП.....10

РОЗДІЛ 1. Огляд літературних джерел з тематики проектування мікросмужкових антен.....11

1.1 Види антен діапазону 2.4 ГГц.....11

1.1.1 Всеспрямовані антени (Omni-directional) 11

1.1.2 Спрямовані антени 12

1.1.3 Секторні антени 12

1.1.4 Антени «хвильової канал» 13

1.1.5 Сегментно-параболічні антени 13

1.1.6 Панельні антени 13

1.2 Патч-антени, їхня область застосування, види патч-антен 13

1.3 Антенні решітки патч-антен.....17

1.3.1 Інвертована патч-антена з пінопластовою підкладкою.....17

1.3.2 Діафрагмована патч-антена.....18

1.4 Основні чисельні методи розрахунку антен 24

1.4.1 Метод скінченних елементів (Finite Element Method – FEM).....24

1.4.2 Метод скінченних різниць у часовій області (Finite Differences Time Domain – FDTD).....30

1.4.2.1 Поглинаючі граничні умови.....33

1.4.2.2 Порядок розрахунку FDTD.....34

1.4.2.3 Переваги та недоліки FDTD.....35

1.5 Висновки до першого розділу.....36

РОЗДІЛ 2 Розрахунок параметрів однорезонаторної патч-антени.....37

2.1 Початкові умови.....37

2.2 Розрахунок.....39

2.3 Висновки до другого розділу.....43

РОЗДІЛ 3. Моделювання та оптимізація однорезонаторної патч-антени....44

3.1 Моделювання.....44

3.2 Оптимізація.....51

3.3 Висновки до третього розділу.....60

РОЗДІЛ 4. Моделювання та оптимізація дворезонаторної патч-антени.....61

4.1 Моделювання, аналіз, та оптимізація дворезонаторної патч антени.....61

4.2 Висновки до четвертого розділу.....73

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ.....74

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....75

Таблиця 1

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

Скорочення	Зміст Скорочення
SSFIP	Strip-Slot Foam-Inverted Patch - Антена з інвертованим патчем із пінопластовою підкладкою
SDT	Self-determination theory - Теория самодетерминации
VSWR (КСХН)	Коефіцієнт стоячої хвилі за напругою
FEM (МСЕ)	Finite element method - Метод скінченних елементів
MoM	Method of Moments – метод моментів
FDTD	Finite Difference Time Domain - Метод скінченних різниць у часовій області
СЛАР	Система лінійних алгебраїчних рівнянь
ЕОМ	Електро-обчислювальна машина
САПР	Система автоматизованого проектування та розрахунку
ПЗ	Програмне забезпечення
PML	Perfect Matched Layers - ідеально узгоджені шари

ВСТУП

В наші дні інтеренет мережі стали широко поширені, вони є майже в кожному будинку. Також у багатьох людей пристроїв із можливістю отримати доступ до інтернету білеше, ніж один, і не всі можуть бути підключені через кабель(телефон, планшет, і тому подібні). В цьому випадку допомагає стандарт IEEE 802.11, або як всі його ще називають – Wi-Fi. Wi-Fi розпоширюється на декількох смугах частот, але в даній роботі мова буде йтись лише про діапазон 2.4ГГц для більшої зони покриття, а також через те, що більша частина користувачів користується саме цією частотою. В даній роботі, в програмному середовищі ANSYS Electronics Desktop HFSS буде розраховано, спроектовано, а також оптимізовано дворезонаторну прямокутну алюмінієву патч-антену. Але, для початку, давайте взагалі згадаємо, які види антен існують, і чому була обрана саме патч-антена.

РОЗДІЛ 1. Огляд літературних джерел з тематики проектування мікросмужкових антен

1.1 Види антен діапазону 2.4 ГГц

У плані використання всі антени для Wi-Fi-пристроїв можна умовно розділити на два великі класи: антени для зовнішнього (outdoor) і для внутрішнього застосування (indoor). [1]

Відрізняються ці антени насамперед герметичністю і стійкістю до зовнішніх впливів навколишнього середовища. Антени для зовнішнього використання більші за розмірами і передбачають кріплення або до стіни будинку, або до вертикального стовпа.

По спрямованості антени діляться на всеспрямовані (ненаправлені) і спрямовані.

1.1.1 Всеспрямовані антени (Omni-directional)

Всеспрямовані антени - це антени з круговою діаграмою направленності. Всеспрямовані антени рівномірно покривають територію в усьому радіусі дії. Як правило, всеспрямовані антени представляють собою штир, що встановлюється вертикально. Цей штир поширює сигнал у площині, перпендикулярній своїй осі. Такими антенами комплектуються бездротові IP Wi-Fi камери кімнатного виконання, точки доступу кімнатного виконання і т.д. [1]

Використання всеспрямованих антен дуже обмежено, їх, як правило, застосовують тільки в приміщеннях і лише в рідкісних випадках на вулиці при відстані до бездротових камер не більше 300-500 метрів, так як вони через

кругові діаграми спрямованості не тільки випромінюють хвилі у всі сторони, але і «збирають перешкоди» також з усіх сторін.

Крім того, необхідно пам'ятати, що всеспрямовані антени мають кругову діаграму спрямованості тільки в горизонтальній площині! Наприклад, вулична всеспрямована антена ANT-OM8 з посиленням 8 дБ має діаграму спрямованості в горизонтальній площині 360 ° і всього 60 ° у вертикальній площині, тобто всі бездротові пристрої повинні перебувати на такій висоті, щоб потрапляти в область 60 ° даної антени.

А всеспрямована антена ANT-OM15 з посиленням 15 дБ має діаграму спрямованості в горизонтальній площині 360 ° і всього 10 ° у вертикальній площині, тобто всі бездротові пристрої повинні перебувати на такій висоті, щоб потрапляти в область 10 ° даної антени, що неможливо, наприклад, при розміщенні даної антени на даху висотного будинку, а бездротових Wi-Fi камер на стовпах.

1.1.2 Спрямовані антени

Спрямовані антени використовуються для зв'язку Точка-Точка або Точка - багатоточка. Якщо Вам потрібно підключити бездротову камеру на відстані більше 50-100 метрів, необхідно використовувати саме таку антену. Спрямовані антени діляться на секторні антени, антени типу хвильовий канал, параболічні і сегментно-параболічні антени, панельні антени і т.д. [1]

1.1.3 Секторні антени

Секторні антени призначені для випромінювання радіохвиль в певному секторі, зазвичай 60 °, 90 ° або 120 °. Секторними антенами дуже легко регулювати зони покриття передавачів практично без перешкод для інших сегментів Wi-Fi мережі.

1.1.4 Антени «хвильової канал»

Антени типу "хвильовий канал" (або антени Уда - Яги, по іменах вперше описавших її японських винахідників) набули широкого поширення. Складається антена "хвильовий канал" з активного елементу - вібратору - і пасивних елементів - рефлектору і декількох директорів, встановлених на одній загальній стрілі.

1.1.5 Сегментно-параболічні антени

Дані антени призначені для організації бездротового зв'язку на великі відстані в діапазоні 2.4 ГГц, відрізняються підвищеним посиленням і дозволяють організувати зв'язок з бездротовими камерами на відстані до декількох десятків кілометрів.

1.1.6 Панельні антени

Дані антени мають плоску конструкцію і найбільш зручні при монтажі, добре працюють на відстанях до декількох кілометрів і найбільш широко застосовуються.

1.2 Патч-антени, їхня область застосування, види патч-антен

Патч-антена (від англ. Patch - латка, в українсько-мовній літературі використовується термін смужкова антена) - тип слабоспрямованої антени діапазонів УВЧ і НВЧ. Патч-антена складається з тонкої плоскої металевої пластини ("п'ятачка"), розташованої на малій (0.01 ... 0.1λ) відстані паралельно плоскому металевому екрану. Проміжок між п'ятачком і екраном може бути заповнений шаром діелектрика (ε = 2.5 ... 10, tgδ = 10-3 ... 10-2), а сама антена виготовлятися за технологією друкованих плат (Мікросмужкова або друкована патч-антена). Як правило, п'ятачок має прямокутну форму, причому відстань

між сторонами прямокутника, що випромінюють (т. Е. Довжина невипромінюючих сторін) близька до половини робочої довжини хвилі (з урахуванням ε). [5]

Живлення здійснюється штирем, що проходить крізь екран (наприклад, є продовженням сигнального провідника коаксіальної лінії) і зміщеним від центру прямокутника в бік однієї з його випромінюючих сторін, або мікросмужковою лінією, сигнальний провідник якої розташований в площині п'ятачка і підходить до однієї з його випромінюючих сторін. В обох випадках збуджуючі провідники електрично з'єднуються з п'ятачком. Відомий також електродинамічний спосіб збудження п'ятачка через щілину в екрані. Поляризація випромінюваної електромагнітної хвилі в напрямку нормалі до п'ятачка близька до лінійної, відомі технічні рішення дозволяють формувати хвилю і з круговою поляризацією. Патч-антена найпростішої конструкції вузькосмугова (<5%), але спеціальні технічні рішення дозволяють розширити робочу смугу частот до 50% і більше або будувати багатодіапазонні антени.

Принцип дії патч-антени заснований на резонансі моди TM10 в обсязі під п'ятачком, порушення електричного поля в проміжках уздовж двох протилежних сторін п'ятачка, що може розглядатися як співспрямоване протікання еквівалентного магнітного струму уздовж кожної з цих сторін, і порушення електромагнітної хвилі цими двома ділянками магнітного струму . Дія патч-антени аналогічно дії пари синфазних паралельних один одному щілинних антен, розміщених на невеликій (<λ / 2) відстані. Кроссполярізаційне випромінювання в патч-антені традиційної конструкції обумовлено випромінюванням магнітного струму уздовж сторін п'ятачка, поперечних основним (тобто що створює випромінювання на основній поляризації), в тому числі, модою TM02. Це випромінювання скомпенсовано за рахунок

інтерференції тільки в площинах Е і Н і досягає максимуму (-10 дБ) в діагональних площинах.

Відомо безліч різновидів патч-антен, що розрізняються способом збудження, наявністю узгоджувальних елементів (щілин в п'ятачку і ін.), формою п'ятачків (прямокутна, кругла і ін.), їх числом в одному випромінювачі (один або кілька, як правило, не більше трьох), взаємним розташуванням (копланарне, стек), способом взаємної зв'язку (електричне з'єднання, електродинамічний зв'язок) та ін., які вирішують певні завдання і розрізняються технічними характеристиками. Патч-антени технологічні, прості у виготовленні, дешеві, зручні для використання в якості випромінюючого елементу антеної решітки, в тому числі, антенах бортових радіолокаторів, базових станцій мобільного зв'язку GSM, плоских антенах для прийому супутникового телебачення та ін. В діапазоні НВЧ патч-антена може виготовлятися як окремий пристрій, захищений від зовнішніх впливів. Ділянка корпусу такого пристрою навпроти п'ятачка робиться радіопрозорою.

Найпростіша патч-антена являє собою квадратну пелюстку зі стороною, що дорівнює половині довжини хвилі, розташованій над більшою за розміром пластиною заземлення. Чим більше пластина заземлення, тим краще спрямованість антени і більше її габарити. Нерідко заземлення роблять лише ненабагато більше пелюстки. Струм проходить в тому ж напрямку, що і фідер, так, що векторний потенціал і, відповідно, електричне поле слідують за струмом. Проста патч-антена випромінює лінійно поляризовану хвилю. Її випромінювання може бути розглянуто як випромінювання двох щілин по краях антени, або, еквівалентно, як результат протікання струму в пелюстці і заземленні.

Коефіцієнт підсилення прямокутної мікросмужкової патч-антени з повітряним діелектриком може бути грубо оцінений наступним чином. Оскільки довжина

пелюстки дорівнює половині довжини хвилі, пелюстку можна уявити як напівхвильовий диполь, що дає близько 2 дБ посилення в вертикальній осі пелюстки. Якщо пелюстка квадратна, її можна розглядати як два напівхвильових диполя, рознесених на чверть довжини хвилі, що дає ще 2-3 дБ посилення. Заземлення екранує випромінювання зі зворотного боку антени і скорочує середню за обсягом випромінену потужність удвічі, що дає ще 2-3 дБ. Склавши все разом, отримаємо коефіцієнт посилення патч-антени, рівний 7-9 дБ, що непогано узгоджується з більш строгими оцінками.

Мікросмужкові патч-антени широко використовуються, особливо тому що вони легкі, компактні та економічно вигідні. Вхідний опір цих антен залежить від їх геометричної форми, розмірів, фізичних властивостей задіяних матеріалів, типу подачі та розташування. Отже, підмножина параметрів антени може бути скоригована для досягнення "найкращої" геометрії для узгодження певного резонансу. Вбудована мікросмужкова антена забезпечує метод контролю імпедансу з плоскою конфігурацією подачі. Експериментальні та чисельні результати показали, що вхідний опір прямокутного патчу, що подається до вставки, змінювався як функція 4Cos від нормованої глибини вставки. Більш недавнє дослідження запропонувало модифіковану зміщену форму 2Sin, яка добре характеризує зондові патчі з насічкою. Встановлено, що зміщена функція 2Cos добре працює для вкладеного патча. Параметри зсунутої функції косинуса в квадраті залежать від ширини виїмки для даного патчу та геометрії підкладки.

Також можна сказати, що випромінюючі елементи та лінії живлення зазвичай відображаються на діелектричній підкладці. Випромінюючий патч може бути квадратним, прямокутним, тонкою смужкою, круглим, еліптичним, трикутним або являти собою будь-яку іншу конфігурацію. Квадратні, прямокутні, тонкосмугові та кругові мікросмужкові конфігурації найчастіші завдяки простоті аналізу, виготовлення та привабливим випромінювальним

характеристикам, особливо низькому випромінюванню крос-поляризації. Існує багато конфігурацій, які можна використовувати для живлення мікросмужкових антен. Чотири найпопулярніші методи подачі - це мікросмужкова лінія, коаксіальний зонд, муфта з апертурою та муфта на відстані.

Переваги мікросмужкових антен роблять їх придатними для численних застосувань. Антени для телеметрії та зв'язку на ракетах повинні бути тонкими та конформними, і вони часто є мікросмужковими. Радіолокаційні висотоміри використовують невеликі масиви мікросмугових радіаторів. Інші додатки, пов'язані з повітряними судами, включають антени для телефонного та супутникового зв'язку. Мікросмужкові масиви використовувались для систем супутникових зображень. Патч-антени використовувались для зв'язку між кораблями чи буями та супутниками. Розумні системи зброї використовують мікросмужкові антени через їх тонкий профіль. Пейджери, глобальна система мобільного зв'язку (GSM) та система глобального позиціонування (GPS) є основними користувачами мікросмужкових антен. [3]

1.3 Антенні решітки патч-антен

1.3.1. Інвертована патч-антена з пінопластовою підкладкою

Антена з інвертованим патчем із пінопластовою підкладкою(SSFIP) показана на рисунку 1. Назва SSFIP походить від того, що в нижньому шарі є лінія мікросмужки; над цим у площині заземлення вирізається проріз, а потім пінопластова підкладка, а потім інвертований мікросмуговий патч. Квадратний випромінюючий ділянку довжиною L = 1,07 см патч наноситься на нижню сторону тонкої підкладки (er = 4,32 та h = 0,01 см), яка також служить захисною кришкою. Між патчем і заземленням використовується пінопластова підкладка з низькою діелектричною проникністю (er = 1,07 і h = 0,2 см) для збільшення

смуги пропускання. Патч збуджується через проріз для зчеплення (проміжок = 1,2 см, wap = 0,04 см) мікросмужковою лінією, надрукованою на підкладці, що має er = 2,33 та h = 0,051 см під площиною заземлення. Для одного патча виміряна смуга пропускання становить 13,2%, а її зменшена зміна коефіцієнта посилення перевищує 8,2–8,8 дБ в діапазоні частот 9,15–10,4 ГГц. [3]

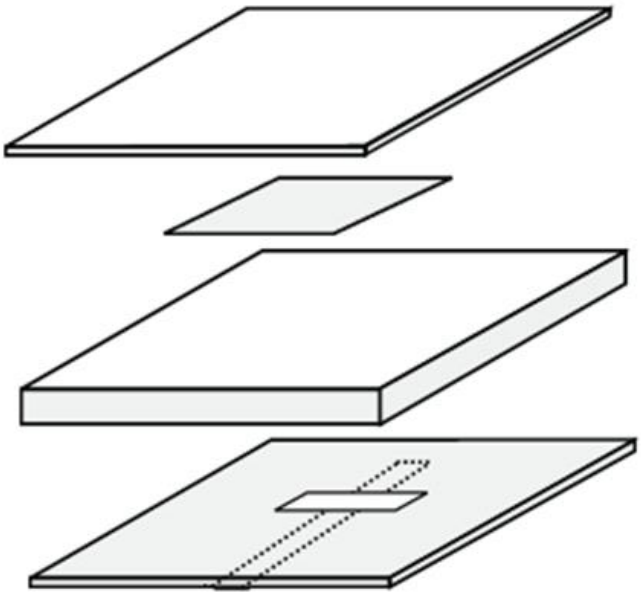


Рис.1 Розгорнутий вигляд SSFIP антени

1.3.2 Діафрагмована патч-антена

Смуга пропускання отримується більше на 50–70%, якщо складені патчі подаються із залишковим отвором. Для випадку двох складених патчів з резонансним слотом утворюються дві петлі, що представляють взаємодію між трьома резонаторами (двома патчами і одним резонансним слотом). Ця конфігурація також відома як патч з діафрагмою. Всі параметричні дослідження, обговорені для діафрагмової мікросмужки з невеликим отвором, застосовуються також до діафрагмової мікросмужкової антени, що має

резонансну діафрагму. SDT використовується для аналізу антен, а оптимізовані розміри показані на рисунку 2

Розміри антени є критичними в тому сенсі, що зв'язок між трьома резонаторами - а саме, діафрагмою, нижньою та верхньою ділянками - повинна бути оптимальною для отримання широкої смуги пропускання. Коли розмір діафрагми змінюється, спостерігається виражений вплив на петлю нижньої частоти, що представляє взаємодію між діафрагмою і нижнім патчем, тоді як на петлю більш високої частоти спостерігається незначний вплив (який утворюється внаслідок ефекту взаємної зв’язки між ними патчів). Збільшення довжини діафрагми збільшує зчеплення з нижньою ділянкою, а отже, збільшується розмір петлі. Розмір нижньої ділянки є дуже важливим фактором, оскільки виникає між діафрагмою і верхньою частиною, що впливає на формування обох петель у локусі імпедансу. Помічено, що відносні розміри двох патчів важливі на відміну від їх абсолютних розмірів для розташування петель в графіку імпедансу. Розмір діафрагми та розміри обох патчів повинні бути оптимізовані разом, щоб обидві петлі знаходились усередині кола VSWR = 2, що дає широку смугу пропускання. Зі збільшенням товщини нижньої основи зв'язок із нижнім патчем зменшується; це зменшує розмір петлі нижньої частоти. Аналогічно, зв'язок із верхньою ділянкою зменшується, якщо товщина верхнього шару збільшується. Всі ці вищезазначені параметри потрібно одночасно оптимізувати для значного збільшення смуги пропускання. Для оптимізованих розмірів антени в сантиметрах, як показано на рисунку 2, теоретичний графік вхідного імпедансу показаний на рисунку 3. Утворюються дві петлі, що представляють взаємодію між трьома резонаторами; вони знаходяться в межах VSWR = 2, отримуючи великоомну смугу пропускання. Смуги пропускання отримано приблизно 5 ГГц при центральній частоті 9 ГГц, що становить близько 55%.

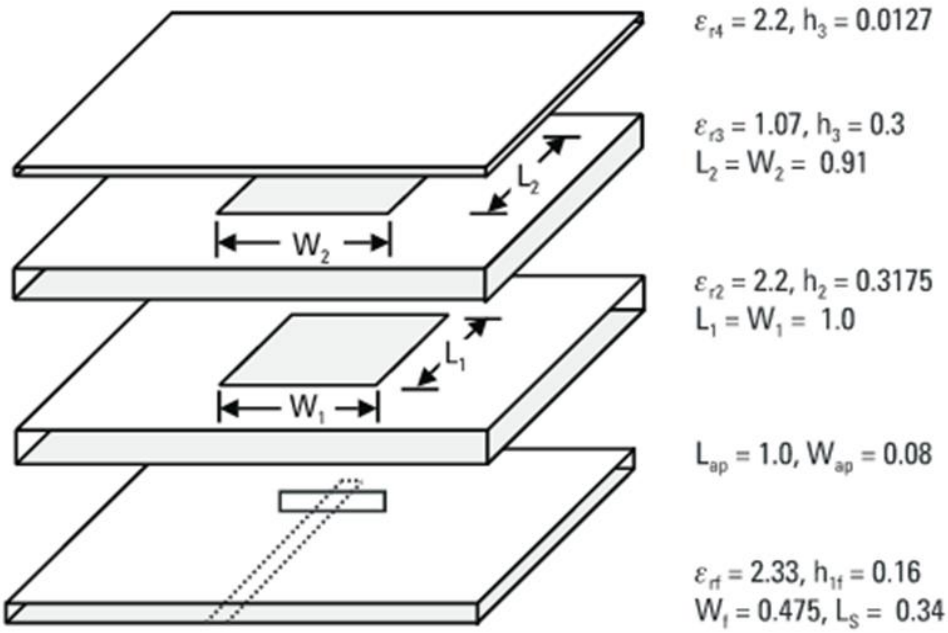


Рис.2 Оптимізовані розміри багатошарової прямокутної діафрагмової антени

Розміри антени додатково оптимізовані для збільшення смуги пропускання. Піну додають між патчем та заземленням, збільшуючи тим самим її загальну висоту та зменшуючи ефективну діелектричну проникність. Ширина обох патчів збільшується для збільшення смуги пропускання. Оскільки розмір діафрагми регулюється бажаною частотою спрацьовування, муфтою не можна керувати, змінюючи розміри діафрагми. Альтернативним способом управління зчепленням є використання подвійного зміщення подачі. Опір кожної подавальної лінії становить 100 Вт на слоті і отримується за допомогою дільника потужності. Товщина подаючої основи зменшується для збільшення зчеплення. Оптимізовані розміри в сантиметрах показані на рисунку 4

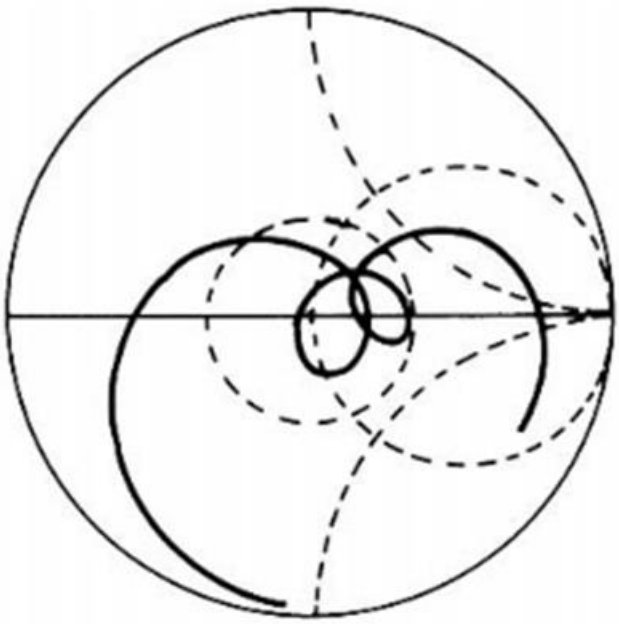


Рис.3 Теоретичний графік вхідного опору прямокутної діафрагмової патч-антени

Теоретичні та виміряні графіки повернення втрат (G) та коефіцієнта підсилення наведені на рисунку 5. Теоретичний показник смуги пропускання для VSWR≤2 становить 5,05–10,1 ГГц (67%), а виміряний показник - 5,07–10,38 ГГц (69%). Коефіцієнт посилення близько 7 дБ досягається в повному коефіцієнті шумовідведення. Теоретичний F / B 8–14 дБ досягається на більшій частині смуги, яка падає до 6 дБ на верхньому краю смуги.

Ці багатошарові широкосмугові конфігурації мікросмужкових антен демонструють дуже малі варіації в діаграмі випромінювання по всій VSWR. Недоліком цих конструкцій є збільшена товщина, що не є бажаним для конформних застосувань, та збільшення зворотного випромінювання у разі діафрагмової мікросмужкової антени. [3]

Підсумовуючи, на основі механізму зв'язку ці антени класифікуються як електромагнітна або діафрагмова мікросмужкова антена. Ці конфігурації мають

багато переваг, включаючи широку смугу пропускання, зменшення фальшивого випромінювання мережі живлення, свободу конструкції антен та симетричну діаграму випромінювання з низькою крос-поляризацією. Обговорюються основні характеристики та вплив різних параметрів на загальну продуктивність антени.

У електромагнітній мікросмужковій антені патч у верхньому шарі збуджується за допомогою електромагнітного зв'язку або з мікросмужкової лінії, або з коаксіальним живленням в нижньому шарі. Для прямокутної електромагнітної мікросмужкової антени із коаксіальним живленням описуються ефекти різних параметрів, таких як діелектрична проникність, товщина основи, розміри патчу та повітряний зазор між двома ділянками на характеристику антени. Ці параметри оптимізовані для отримання або широкосмугової, або антени з високим коефіцієнтом посилення. Також обговорюються конфігурації електромагнітної мікросмужкової антени з круглими та трикутними патчами

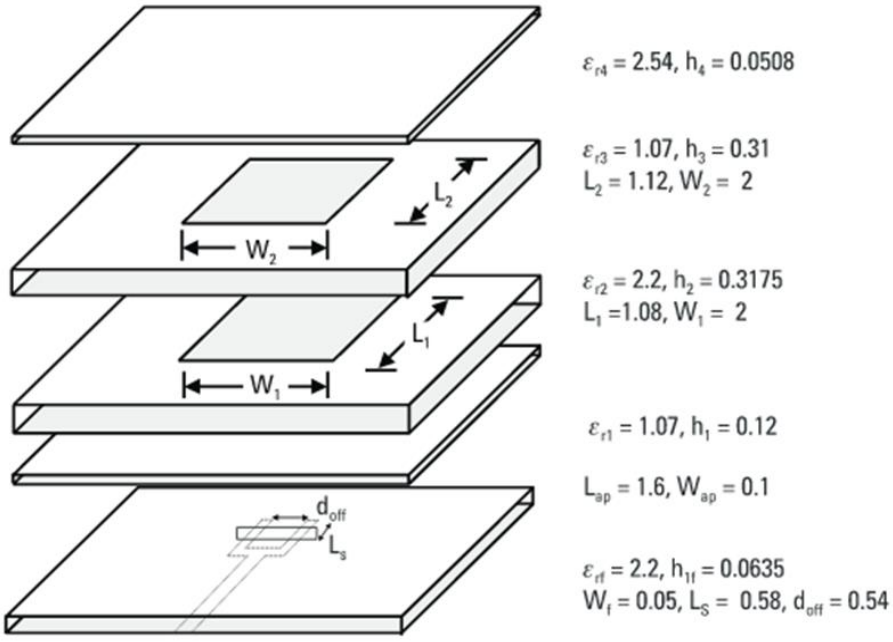


Рис.4 Оптимізовані розміри багатошарової діафрагмової прямокутної патч антени з широкою смугою пропускання

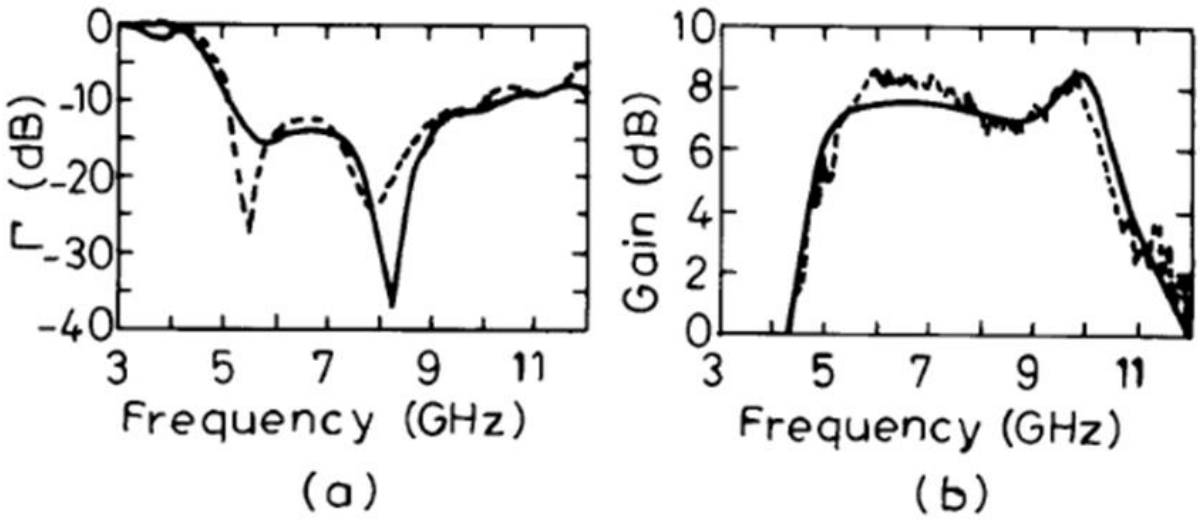


Рис.5 (a)КСВН та (b)коефіцієнт підсилення діафрагмової патч-антени:
(——)теоретичне та (- - - - - -)виміряне

У діафрагмовій мікросмужковій антені випромінюючий патч збуджується через електрично малий отвір, прорізаний в площині заземлення лінією подачі мікросмужки, розміщеною на іншій стороні заземлювача. Для оптимізації окремих характеристик можна вибрати дві різні діелектричні основи, одну для патчу, а іншу для лінії подачі. Обговорюється вплив зміни розмірів патча, параметрів обох підкладок, а також розміру та форми діафрагми на вхідний опір діафрагмової мікросмужкової антени. Використовуючи неоптимальну діафрагму у формі пісочного годинника, яка забезпечує максимальне зчеплення, описані багатошарові прямокутні мікросмужкові антени та кругова мікросмужкова антена зі змінним розділенням повітряного зазору для збільшення смуги пропускання. Смуга пропускання до 30% була отримана близько 2 ГГц.

Конфігурація діафрагмової мікросмужкової антени з резонансною діафрагмою дає широку смугу пропускання за рахунок належної оптимізації зв'язку між

патчем та резонансною ділянкою. Шляхом накладання чергового патча на один елемент, відомого як діафрагмова антена, було отримано максимальну потужність близько 69%.

1.4 Основні чисельні методи розрахунку антен

1.4.2 Метод скінченних елементів (Finite Element Method – FEM)

FEM, на відміну від MoM, підходить для об'ємних конфігурацій. Сенс методу полягає в тому, що простір розбивається на найпростіші елементи, залежно від площинної або об'ємної структур, які слід проаналізувати. Цими дискретизованими одиницями, які зазвичай називають скінченними елементами, можуть бути будь-які чітко визначені геометричні фігури, такі як трикутні елементи для площинних конфігурацій та тетраедричні та призматичні елементи для тривимірних конфігурацій, які підходять навіть для криволінійної геометрії. Воно передбачає інтеграцію певних базових функцій по всьому проводячому патчу, який розділений на ряд підрозділів. Проблема розв’язання хвильових рівнянь з неоднорідними граничними умовами вирішується шляхом її розкладання на дві крайові задачі, одну з рівняння Лапласа з неоднорідною межею, а інша відповідає неоднорідному хвильовому рівнянню з однорідною граничною умовою. [2]

Розмір елементів(тетраедру) повинен бути досить малий для того, щоб поле в його межах можна було описати простою функцією або набором функцій з невідомими коефіцієнтами. Ці коефіцієнти беруться, з рівнянь Максвелла і граничних умов. В результаті електродинамічна задача зводиться до системи лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР) щодо цих коефіцієнтів.

Рішення СЛАР легко реалізується на ЕОМ.

Відзначимо, що в ході розбиття форма окремих елементів структури спотворюється. Це відноситься, в першу чергу, до елементів, які мають викривлену поверхню. Тому обмеження на розмір тетраедра накладає не тільки точність визначення поля, але і точність апроксимації вихідної структури новою структурою, складеної з тетраедрів.

Приклад тетраедра показаний на Рис.6.

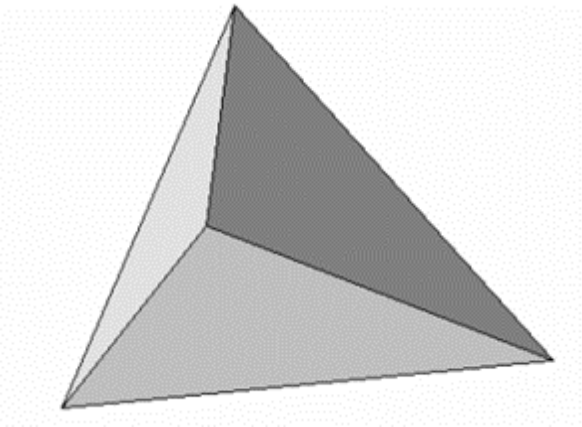


Рис.6 Елемент розбиття тривимірного простору

Між розміром сегменту, бажаним рівнем точності і наявними обчислювальними ресурсами є протиріччя. З одного боку, точність рішення залежить від того, наскільки мала величина кожного з окремих елементів (тетраедрів). Рішення, які використовують велику кількість елементів, більш точні, ніж рішення, виконані за допомогою великих сегментів, що використовують відносно небагато елементів. Найбільш правильним критерієм для вибору розмірів сегменту є критерій малої варіації поля в її межах. У цьому випадку поле може бути коректно апроксимоване лінійною функцією. Швидкість зміни поля залежить від робочої частоти і неоднорідності середовища.

З іншого боку, рішення задачі при великій кількості сегментів вимагає застосування швидкодіючих процесорів і великої оперативної пам'яті. Тому необхідно шукати компроміс між точністю рішення та часом і ресурсами необхідними для його реалізації. Розбиття об'єкта на елементарні сегменти - тетраедри є самостійним досить складним завданням. Для цього використовується спеціалізоване ПЗ. Щоб отримати оптимальну сітку, часто використовують ітераційний процес, в якому крок між сегментами автоматично зменшується в критичних областях. На першому етапі ПЗ використовує для побудови тетраедрів вершини об'єктів аналізованої структури, які відіграють роль вершин тетраедрів. Таким чином, створюється початкове розбиття, для якого шукається грубий розподіл поля. Аналіз цього поля дозволяє встановити наявність областей, в яких поле має велику швидкість зміни. Після виявлення таких областей програма здійснює повторне розбиття, яке вже містить сегменти меншого розміру в критичних областях. При цьому в якості вершин нових тетраедрів використовуються вузли координатної сітки. Далі електродинамічна задача вирішується повторно для нового розбиття. Процедура повторюється до повної збіжності процесу. Описаний вище ітераційний процес реалізується в HFSS, коли встановлено режим адаптивної зміни розмірів сегментів.

Користувач програми повинен мати на увазі наступні обставини. Різні електродинамічні параметри мають різну швидкість збіжності. Найбільшу обережність потрібно дотримуватися при обчисленні втрат в структурах, що містять металеві ребра, наприклад, в смужкових структурах. Власне втрати і пов'язані з ними величини (загасання в лінії передачі, добротність резонатора і т.д.) можуть дуже сильно змінюватися в залежності від точності апроксимації струму поблизу металевого ребра. Мова іноді йде не про відсотки і навіть не про десятки відсотків, а про рази. У той же час, для тієї ж структури деякі S-параметри можуть реагувати на розмір осередку значно слабкіше. Отже,

користувач повинен критично ставитися до отриманого комп'ютером результату і контролювати його точність, оцінюючи якість розбиття хоча б візуально. У всякому разі, поява сегментів з розмірами більшими за $\lambda / 10$ (λ - довжина хвилі в середовищі, в якому шукається рішення) небажано.

Крім розв'язання тривимірних задач у багатьох САПР використовуються рішення двовимірних задач, які з'являються при аналізі поля в перерізі порту. Тому ПЗ здійснює також розбиття площин на сегменти, які мають трикутну форму. Процедура розбиття на площині не відрізняється від описаної вище процедури для простору. Це також адаптивна процедура, яка повторюється багато разів аж до повної збіжності процесу.

Розбиття на площині пов'язане з розбиттям простору. Справа в тому, що знайдені в ході рішення двовимірної задачі власні хвилі вхідних ліній передачі використовуються далі для постановки граничних умов в площині порту. Це означає, що тривимірне рішення для простору має збігатися з двовимірним рішенням на площині в області порту. Для того, щоб забезпечити такий збіг ПЗ використовує в якості вершин тетраедрів вершини трикутників двовимірного розбиття на площині порту.

На рис. 7-9 показані приклади дискретизації простору виконані в HFSS. Рис. 8, 9 ілюструють також залежність рішення для електромагнітного поля від щільності розбиття.

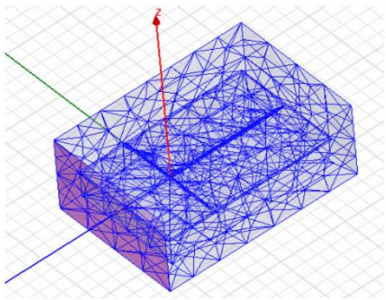


Рис.7 Приклад дискретизації простору в HFSS

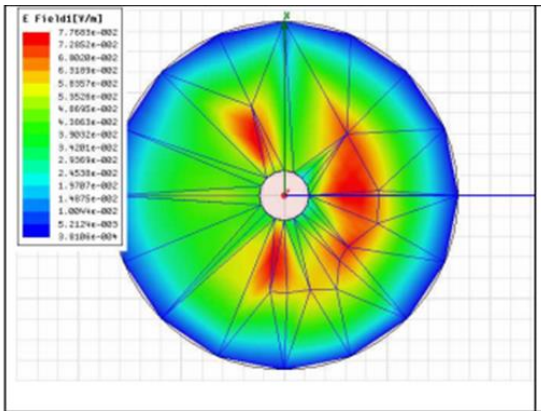


Рис.8 Розподіл поля в круглому резонаторі при рідкій сітці. Розрахована резонансна частота 2.116ГГц

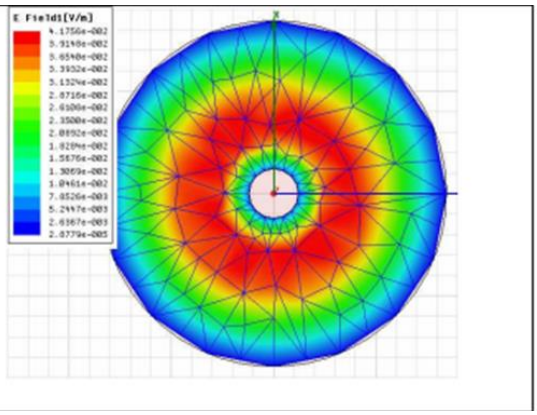


Рис.9 Ущільнення сітки та більш точний розподіл поля. Розрахована резонансна частота 2.1349ГГц

Продовжуючи про дискретизацію простору слід ще раз зазначити, що дискретизація порушує вихідну структуру об'єкта таким чином, що його властивості можуть спотворитися. Безумовно, що зі зменшенням розмірів сегментів і збільшенням їх числа поле, що знаходить МСЕ прагне до істинного поля в структурі, тобто є збіжність ітераційного процесу. Однак дуже часто в електродинаміці навіть невеликі спотворення структури можуть викликати суттєві відхилення в полі. Це відбувається, наприклад, в резонансних структурах.

Можна навести приклад того, як недосконаліть роботи ПЗ призводить до якісно невірного результату. [2]

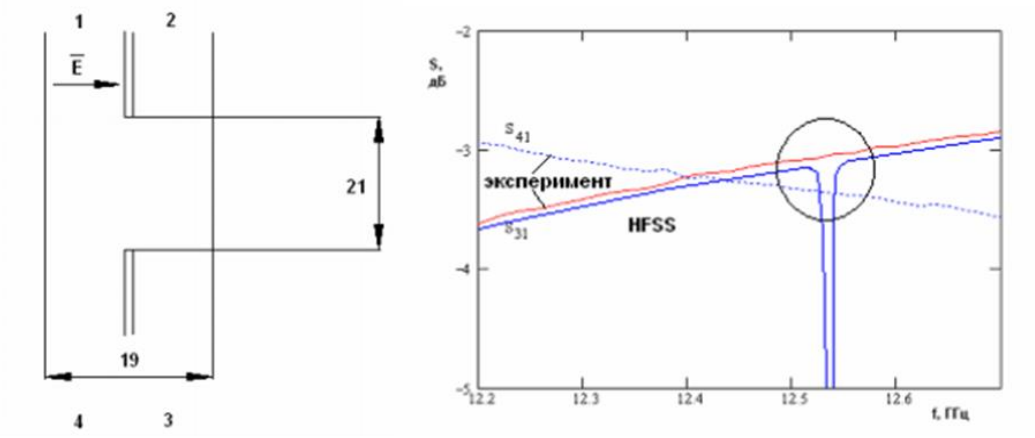


Рис.10 Хвильоводний щілинний міст

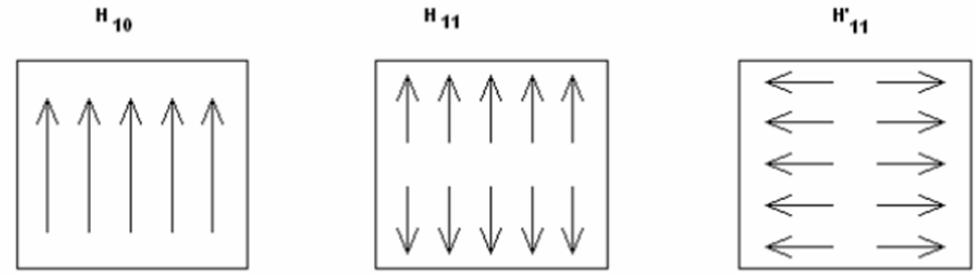


Рис.11 Структура полів власних хвиль в широкому хвилеводі

Досліджувався добре відомий елемент - хвилеводний щілинний міст, показаний на рис. 10. Він являє собою два прямокутних металевих хвилеводів пов'язаних через щілину в загальній широкій стінці. Хвилеводи мали перетин 9х19 мм. У галузі зв'язку довжиною 21 мм стінки, що розділяє хвилеводи немає і там утворюється квадратний хвилевід перетином 19х19 мм. У цьому хвилеводі можуть поширюватися три хвилі. Структури їх полів показані на рис.11. Дві хвилі Н10 і Н11 - корисні хвилі, що забезпечують перекачку енергії з одного хвилеводу в інший, а третя хвиля 11 Н' – паразитна; вона відрізняється від Н11 тільки поляризацією (повернена на 90 градусів). Ця хвиля в симетричній структурі, якою є щілинний міст не збуджується при збудженні пристрою

основними хвилями хвилеводів. Однак при дискретизації простору ПЗ не враховує симетрії структури і проводить розбиття несиметрично, як показано на рис. 12.

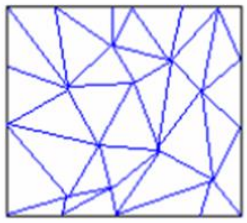


Рис.12 Сітка широкого хвилеводу в розрізі

В результаті структура, яка моделюється, стає несиметричною і в ній збуджується хвиля 11 H'. Спотворення цієї хвилі виражається в появі резонансів в області зв'язку, які виражаються в наявності різкого піку залежності коефіцієнта передачі 31S розрахованого на HFSS. Характерно, що експериментальні криві, показані на рис. 10 таких провалів не мають. В діапазоні частот поза резонансу вони досить добре збігаються з розрахунком. Таким чином, неідеальна робота генератора сітки привела до фізично невірного результату.

Слід пам'ятати, що процедура дискретизації простору є важливим етапом МСЕ, який повинен контролюватися користувачем САПР. [2]

1.4.2 Метод скінченних різниць у часовій області (Finite Differences Time Domain – FDTD)

Ме́тод скінче́нних різни́ць у часові́й о́бласті — один з найпопулярніших методів числової електродинаміки, який базується на дискретизації рівнянь Максвелла, записаних у диференціальній формі. [6]

FDTD відноситься до загального класу сіткових методів розв'язку диференціальних рівнянь. Базовий алгоритм методу був вперше запропонований Кейном Йі (Каліфорнійський університет) в 1966 р. в статті «Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell’s equations in isotropic media» журналу «IEEE Transactions on Antennas and Propagation». Однак, назва «Finite-difference time-domain» та абревіатура FDTD були дані методу Аленом Тафловим (Північно-західний університет, штат Іллійнойс).

В первісному вузькому сенсі під FDTD вважалось використання базового алгоритму Йі для числового розв'язку рівнянь Максвела. В сучасному більш широкому сенсі FDTD включає в себе безліч найрізноманітніших можливостей: моделювання середовищ з дисперсійними і нелінійними властивостями, застосування різних типів сіток (окрім, первинно запропонованої прямокутної сітки Йі), використання методів постпроцесорної обробки результатів і т.д.

Приблизно з 1990 р. метод скінченних різниць став основним для моделювання найрізноманітніших оптичних застосувань. Він може з успіхом бути застосованим для розв'язку широкого спектра задач: від моделювання наддовгих електромагнітних хвиль в геофізиці (включно з процесами в іоносфері) та мікрохвиль (наприклад, для вивчення сигнатурної радіолокації, розрахунку характеристик антен, розробки безпровідних пристроїв зв'язку, в тому числі цифрових) до розв'язку задач в оптичному діапазоні (фотонний кристал, наноплазматика, солитони і біофотоніка). До 2006 р. кількість публікацій, присвячених FDTD, досягла двох тисяч.

На даний момент існує близько 30 комерційних програм FDTD, а також проекти з відкритим вихідним кодом.

Метод FDTD добре підходить для мікросмужкових антен, оскільки він може зручно моделювати численні структурні неоднорідності, що зустрічаються в цих конфігураціях. Він також може передбачити реакцію мікросмужкових антен на широкий смуги пропускання за допомогою одного моделювання. У цій техніці створюється просторова, а також часова сітка для електричного та магнітного полів, над якими потрібен розв’язок. Ребра Е комірок вирівняні за межею конфігурації, а Н-поля, як вважається, розташовані в центрі кожної Е комірки. Кожна комірка містить інформацію про характеристики матеріалу. Клітини, що містять джерела, збуджуються відповідною функцією збудження, яка поширюється по всій структурі. Дискретизовані часові зміни полів визначаються у певних місцях. Використовуючи лінійний інтеграл електричного поля, можна отримати напругу в двох місцях. Струм обчислюється за допомогою інтегрального контуру магнітного поля, що оточує провідник, де перетворення Фур'є дає частотну характеристику.

Вищезазначені чисельні методики, які засновані на розподілі електричного струму на провідник та на площині заземлення, дають результати для будь-якої довільної форми антени з хорошою точністю, але вони забирають багато часу. Ці методи можуть бути використані для побудови графіків розподілу струму на патчах, але в іншому випадку забезпечують мало фізичного розуміння, необхідного для проектування антени.

Як в будь-якому іншому різницевому методі, в FDTD існує проблема неточного відображення границі тіла на обчислювальну сітку. Будь-яка крива поверхня, яка розділяє з'єднані середовища і геометрично неузгоджені з сіткою, буде спотворюватись ефектом "ступінчастого наближення". Для вирішення даної проблеми можна використовувати додаткову сітку з великою роздільною здатністю в тих областях простору, де розташовані тіла зі складною

геометричною структурою. Також можна видозмінювати рівняння різниць у вузлах сітки, які знаходяться поблизу границі між сусідніми тілами. Менш затратним методом є введення ефективної діелектричної проникності поблизу границі між тілами (subpixel smoothing).

Чисельна схема FDTD не передбачає можливості табличного задання залежності діелектричної проникності від частоти. Однак, її можна представити у вигляді апроксимації членами Дебая, Друде, Лоренца чи Лоренца з поглинанням. Така апроксимація не обов'язково має фізичний зміст і може бути отримана чисельно, наприклад за допомогою програми.

1.4.2.1 Поглинаючі граничні умови

Генерація плоскої хвилі в двовимірному просторі, який має поглинаючі граничні умови PML. [6]

Для того, щоб обмежити об'єм сітки, в FDTD потрібні особливі поглинаючі граничні умови, які модулюють вихід електромагнітної хвилі на нескінченість.

Для цього використовуються поглинаючі граничні умови Мура чи Ляо, або ідеально узгоджені шари (Perfect Matched Layers, PML). Умови Мура чи Ляо набагато простіші, ніж PML. Проте, PML, які, строго кажучи, є поглинаючою приграничною областю, а не граничною умовою як такою, дозволяють отримати на порядки менші за величиною коефіцієнти відбиття від границі.

Поняття ідеально узгоджених шарів (PML) було введено Жаном П'єром Беренже в статті журналу «The Journal of Computational Physics» у 1994 р. Ідея PML базувалась на розбитті вихідних полів E та H на дві компоненти, для кожної з яких мають розв'язуватись свої рівняння. Згодом були запропоновані удосконалені формулювання PML еквівалентні первісному формулюванню Беренже. Так, в одноосьових PML (Uniaxial PML) використовується анізотропний поглинаючий матеріал, що дозволяє не вводити додаткові змінні і

залишатись в рамках вихідних рівнянь Максвела. Однак, одноосьові PML, як і PML у формулюванні Беренже, не зручні тим, що в них відсутнє поглинання затухаючих хвиль, що не дозволяє поміщати PML близько до розсіюючих тіл. Цього недоліку позбавлені конволюційні PML (Convolutional PML), які базуються на аналітичному продовженні рівнянь Максвела на комплексну площину таким чином, що їх розв'язок експоненційно затухає. CPML також зручніші в обмеженні нескінченних провідних та дисперсних середовищ. Окрім цього, математичне формулювання CPML демонструє велику наочність і доступність для розуміння.

В деяких випадках використання PML приводить до розбіжності розрахунку FDTD. Цю проблему можна усунути шляхом розміщення за PML додаткової поглинаючої стінки.

1.4.2.2 Порядок розрахунку FDTD

Хід розрахунку FDTD виглядає наступним чином:

Задається область, в якій проводяться розрахунки, розподільна здатність сітки і граничні умови. Граничні умови можуть бути поглинаючими чи періодичними. Останні застосовуються для моделювання нормального падіння плоскої хвилі на періодичну структуру. Схема FDTD для моделювання падіння плоскої хвилі під кутом потребує періодичних умов зі зсувом по часу, які можуть бути реалізовані за допомогою різних методів:

Всередині області, в якій проходять розрахунки, поміщають матеріальні тіла зі заданими оптичним властивостями (діелектрична проникність і магнітна провідність)

Задається джерело. Найпростіший спосіб задання джерела полягає в заданні часової залежності щільності струму J в рівнянні Ампера. Такий тип джерела зазвичай використовується при моделюванні диполей. Для генерації плоскої

хвилі більш зручний другий тип джерела, який реалізується за допомогою методу повного і розсіяного поля (Total Field / Scattered Field).

Джерело генерує кінцеву в часі електромагнітну хвилю, спектральний склад якої має покривати діапазон частот, які нас цікавлять. Далі, хвиля падає на тіла, перерозсіюється на них та, при наявності поглинаючих граничних умов, через якийсь час виходить з області, в якій проводяться розрахунки. Історія розповсюдження хвилі зберігається.

За допомогою перетворення Фур'є записані значення полів переводяться в частотне представлення. Далі, обробляючи їх (наприклад, інтегруючи потік енергії поля через будь-яку поверхню), можна отримати оптичні характеристики даної структури тіл. Використовуючи метод перетворення ближнього поля в далеке (Near to Far Transformation), можна отримати значення полів за межами області, в якій проводяться розрахунки, на підставі еволюції поля всередині цієї області. [6]

1.4.2.3 Переваги та недоліки FDTD

Як і будь-який інший чисельний метод, FDTD має свої переваги і недоліки.

Переваги:

FDTD - це простий і інтуїтивно зрозумілий метод.

Оскільки FDTD працює в часовій області, він дозволяє отримати результат для широкого діапазону довжин хвиль за один розрахунок. Це може бути корисно при вирішенні завдань, в яких невідомі резонансні частоти, та в разі моделювання широкосмугових сигналів.

FDTD дозволяє створювати анімовані зображення поширення хвилі в середовищі, яке моделюється.

FDTD зручний при описі анізотропних, дисперсних та нелінійних середовищ.

Метод дозволяє безпосередньо моделювати крайові ефекти і ефекти екранування, причому поля всередині і поза екраном можуть бути розраховані як напряму, так і ні.

Недоліки:

Величина кроку дискретизації по простору повинна бути значно менша досліджуваних довжин хвиль і типових розмірів досліджуваної структури. У деяких випадках (інверсні опали з маленькими перегородками між кульками) це може потребувати сіток з маленьким кроком, що означає великі витрати пам'яті і великий час розрахунку.

FDTD розраховує поля всередині розрахункової області. Якщо потрібно знайти поле на великій відстані від джерела, то необхідне збільшення області, в якій проводяться розрахунки, і часу розрахунку. Існують модифікації методу для знаходження поля на відстані, але вони вимагають попередньої обробки. [6]

1.5 Висновки до першого розділу

В даному розділі було згадано, які види антен відносяться до полоси робочих частот в 2.4 ГГц (всеспрямовані, спрямовані, секторні, сегментно-параболічні, і томо інше), визначено, що такен патч-антена, які її види бувають, та розглянуто деякі антенні решітки патч-антени. Також були згадані декілька методів розрахунку антени, а саме FEM ті FDTD.

РОЗДІЛ 2 Розрахунок параметрів однорезонаторної патч-антени

2.1 Початкові умови

В даній роботі були задані початкові параметри, а саме: основні параметри антени (Таблиця 2), параметри мікросмужкової лінії та діелектричної підкладки (Таблиця 3), матеріали коаксіальної лінії (Таблиця 4), та параметри коаксіальної лінії (Таблиця 5).

Таблиця 2

Основні параметри антени

Назва параметру	Параметр
Тип антени	двошарова прямокутна мікросмужкова патч-антена з коаксіальним живленням, англ. Bilayer Coaxial-Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna
Центральна частота, f	2442 МГц
Вхідний опір, Z0	50 Ом
КСВН	≤ 2 в діапазоні частот 2400…2483 МГц

Таблиця 3

Параметри мікросмужкової лінії та діелектричної підкладки

Назва параметру	Параметр
Матеріал діелектрика	повітря ($\varepsilon = 1$)
Висота підкладки, h_p	2 mm (у випадку повітряного діелектрика під висотою підкладки мається на увазі висота повітряного зазору між шарами металу)
Висота між основним та паразитним патчами, h_{pp}	*6 mm*
Тангенс діелектричних втрат, tanδ	0

Продовження таблиці 3

Товщина смужки, t	0.5 mm (під товщиною смужки у випадку повітряного діелектрика мається на увазі товщина металевих пластин, з яких виготовлено резонатори)
Матеріал провідників	алюміній

Таблиця 4

Матеріали коаксіальної лінії

Назва параметру	Параметр
Металічні частини	алюміній
Діелектрична втулка	флоропласт (тефлон)

Таблиця 5

Параметри коаксіальної лінії

Назва параметру	Параметр
Радіус центрального провідника R_1	0.635 mm
Радіус зовнішнього провідника R_2	2.05 mm
Зовнішній радіус роз'єму R_{out}	3 mm
Довжина роз'єму L	4 mm (довжина зовнішньої частини центрального провідника обирається такою, щоб мати гальванічний контакт з активним патчем антени, тобто h+t)

В даній роботі потрібно спроектувати дворезонаторну патч-антену, але для цього потрібно, для початку, розрахувати однорезонаторну патч антену(Рис.13), після оптимізації якої буде підставлено та оптимізовано паразитний патч для дворезонаторної прямокутної патч-антени.

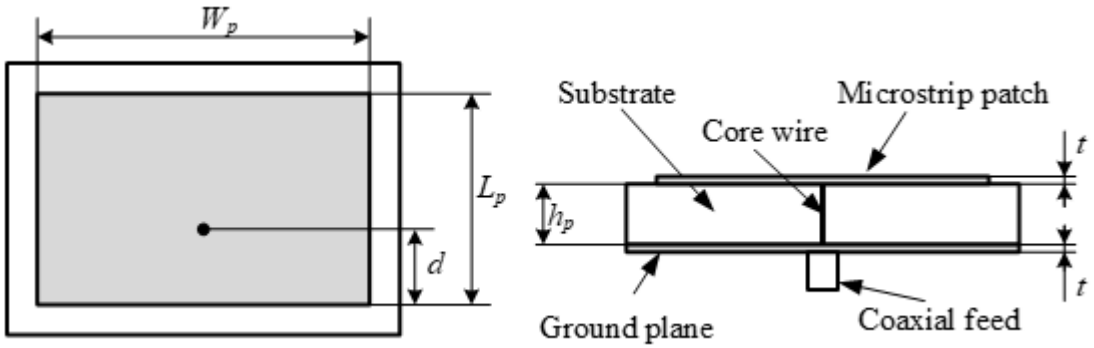


Рис.13 Однорезонаторна прямокутна патч-антена з коаксіальним живленням

2.2 Розрахунок

Для моделювання однорезонаторної патч-антени потрібно розрахувати такі параметри, як ширина патчу W_p, довжина патчу L_p, а також відстані від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени d

Спочатку було розраховано ширину патчу(2.1)(даний параметр не впливає на частоту), (одиниці виміру – міліметри)

$$W_p = \frac{v_0}{2f}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon + 1}} \quad (2.1)$$

Де W_p - ширина патч-антени,v_0 – швидкість світла ($3 * \frac{10^8 \text{м}}{\text{с}}$), f – центральна частота, ε – діелектрична проникність діелектрика.

Після чого було розраховано ефективну діелектричну проникність(2.2), з допомогою формули (1)

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W_p}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

Де ε_{reff} - ефективна діелектричну проникність, h – висота підкладки.

У формулі (2.3), за допомогою формул(1 та 2) було розраховано нормоване розширення довжини, завдяки якому було розраховано довжину патчу(2.4) (даний параметр впливає на частоту), (одиниці виміру – міліметри)

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412\frac{\left(\varepsilon_{reff} + 0.3\right)\left(\frac{W_p}{h} + 0{,}264\right)}{\left(\varepsilon_{reff} - 0.258\right)\left(\frac{W_p}{h} + 0{,}8\right)} \quad (2.3)$$

Де ΔL - нормоване розширення довжини.

$$L_p = \frac{v_0}{2f\sqrt{\varepsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (2.4)$$

Далі було розраховано відстань від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени (2.9)(одиниці виміру – міліметри), щоб вони співпадали, і не виникало змішаних хвиль завдяки таким формулам розрахунку провідності першої щілини (2.5) та взаємної провідності щілин(2.6), (одиниці виміру – сіменси)

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2}\int_0^{\pi}\left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W_p}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta}\right]^2 \sin^3\theta d\theta \quad (2.5)$$

Де $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$, де $\lambda = \frac{v_0}{f}$ – довжина хвилі.

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2}\int_0^{\pi}\left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W_p}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta}\right]^2 * J_0\left(k_0 L\sin\theta\right)\sin^3\theta d\theta \quad (2.6)$$

Де J0 – функція Бесселя

Як видно, формули (5 та 6) відрізняються одна від однї лише наявністю функції Бесселя. Завдяки цим формулам було розраховано опір патчу(2.7)(одинці виміру - оми)

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \quad (2.7)$$

Де R_{in} – опір патчу.

Формула (2.8) – формула розрахунку вхідного опору, з якої було виведено формулу(2.9), а саме формулу розрахунку відстані від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени

$$Z_0 = R_{in} cos^2\left(\frac{\pi}{L} d\right) \quad (2.8)$$

$$d = \frac{\operatorname{acos}\left(\sqrt{\frac{Z_0}{R_{in}}}\right) L_p}{\pi} \quad (2.9)$$

Де d – відстань від випромінюючої кромки до точки узгодження, Z0 – вхідний опір.

Оскільки в початкових умовах вказано, що підключення виконується через коаксіальний кабель, параметри якого вказані, як константи(Рис.14), розрахунок завершено

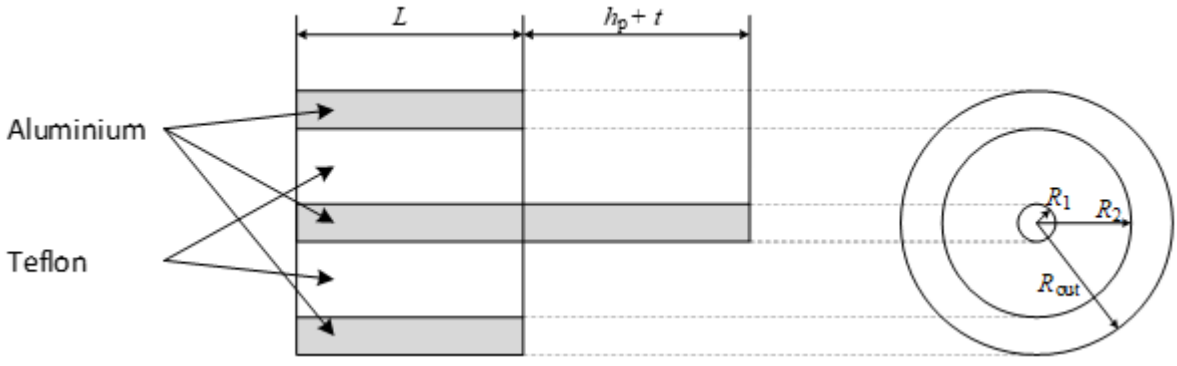


Рис.14 Геометричні розміри коаксіального роз'єму для живлення антени

Всі розрахунки були проведені у програмному середовищі MathCad, лістинінг розрахунків приведено на Рис.15

$$v0 := 3\cdot 10^{11}$$

$$\varepsilon r := 1$$

$$fr := 2442\cdot 10^{6}$$

$$h := 2$$

$$h \geq 0.06\cdot\frac{\lambda air}{\sqrt{\varepsilon r}} \qquad \lambda air := \frac{v0}{fr} = 122.85$$

$$Wp := \sqrt{\frac{2}{\varepsilon r + 1}}\cdot\frac{v0}{2fr} = 61.425 \qquad \frac{Wp}{h} = 30.713$$

$$\varepsilon reff := \frac{\varepsilon r + 1}{2} + \frac{\varepsilon r - 1}{2}\cdot\left(\left|1 + 12\cdot\frac{h}{Wp}\right|\right)^{\frac{-1}{2}} = 1 \qquad k0 := \frac{2\pi}{\lambda air} = 0.051$$

$$\Delta L := 0.412\cdot\frac{(\varepsilon reff + 0.3)\left(\frac{Wp}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon reff - 0.258)\left(\frac{Wp}{h} + 0.8\right)}\cdot h$$

$$Lp := \left(\frac{v0}{2fr\cdot\sqrt{\varepsilon reff}} - 2\Delta L\right) = 58.587$$

$$G1 := \frac{1}{120\pi^{2}}\cdot\int_{0}^{\pi}\left[\left(\frac{\sin\left(\frac{k0\cdot Wp}{2}\cdot\cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)}\right)^{2}\right]\cdot\sin(\theta)^{3}\,d\theta = 2.379\times 10^{-3}$$

$$G12 := \frac{1}{120\pi^{2}}\cdot\int_{0}^{\pi}\left[\left|\left(\frac{\sin\left(\frac{k0\cdot Wp}{2}\cdot\cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)}\right)^{2}\right|\right]\cdot J0(k0\cdot Lp\cdot\sin(\theta))\cdot\sin(\theta)^{3}\,d\theta = -3.198\times 10^{-4}$$

$$Rin := \frac{1}{2\cdot(G1 + G12)} = 242.773$$

$$Z0 := 50$$

$$d := \operatorname{acos}\left(\sqrt{\frac{Z0}{Rin}}\right)\cdot\frac{Lp}{\pi} = 20.509$$

Рис.15 Лістинінг розрахунку однорезонаторної патч-антени в програмному середовищі MathCad

2.3 Висновки до другого розділу

В даному розділі було представлено початкові параметри та умови, а також розраховано невідомі параметри однорезонаторної прямокутної патч-антени в програмному середовищі MathCad, а саме W_p ширину патчу, L_p – довжину патчу, та d – відстань від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени.

РОЗДІЛ 3. Моделювання та оптимізація однорезонаторної патч-антени

3.1 Моделювання

Після розрахунків було розпочато проектування однорезонаторної патч-антени в програмному середовищі ANSYS Electronics Desktop HFSS, що і було зроблено, виходячи з початкових на розрахованих параметрів.

На Рис.16 показано введені потрібні параметри антени у спеціальне поле для більш легкої їх зміни при оптимізації. Зазначимо, що $W = W_p, L = L_p, x0 = d,$ - параметри, взяті з розрахунків; $h = h_p, R1 = R_1, R2 = R_2, Rout = R_{out}, hc = L,$ - параметри, взяті з початкових умов;

	Name	Value	Unit	Evaluated Value
	W	61.38	mm	61.38mm
	L	56.25	mm	56.25mm
	eL	119.93	mm	119.93mm
	eW	122.77	mm	122.77mm
	x0	16.56	mm	16.56mm
	h	2	mm	2mm
	R1	0.635	mm	0.635mm
	R2	2.05	mm	2.05mm
	Rout	3	mm	3mm
	hc	4	mm	4mm
	t	0.5	mm	0.5mm
	Lc	-L/2+x0		-11.565mm

Рис.16 Параметри для моделювання вже оптимізованої прямокутної однорезонаторної патч-антени

На Рис.17 показано елементи моделі, а також обрано матеріал, з якого вони виготовлені. Елемент повітря не було створено, адже в початкових умовах його діелектрична проникність була округлена до одиниці, що є вакуумом.

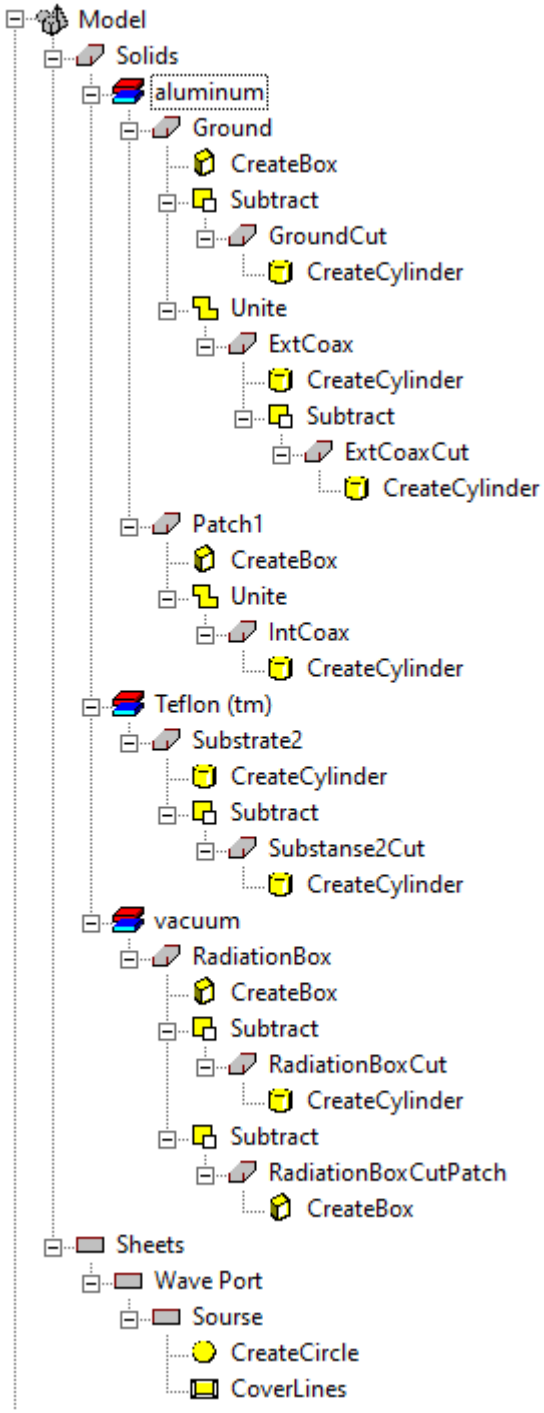


Рис.17 Елементи моделі однорезонаторної патч-антени

На Рис.18,19 показано графічне відображення моделі прямокутної однорезонаторної антени із коаксіальним живленням(вигляд збоку та знизу)

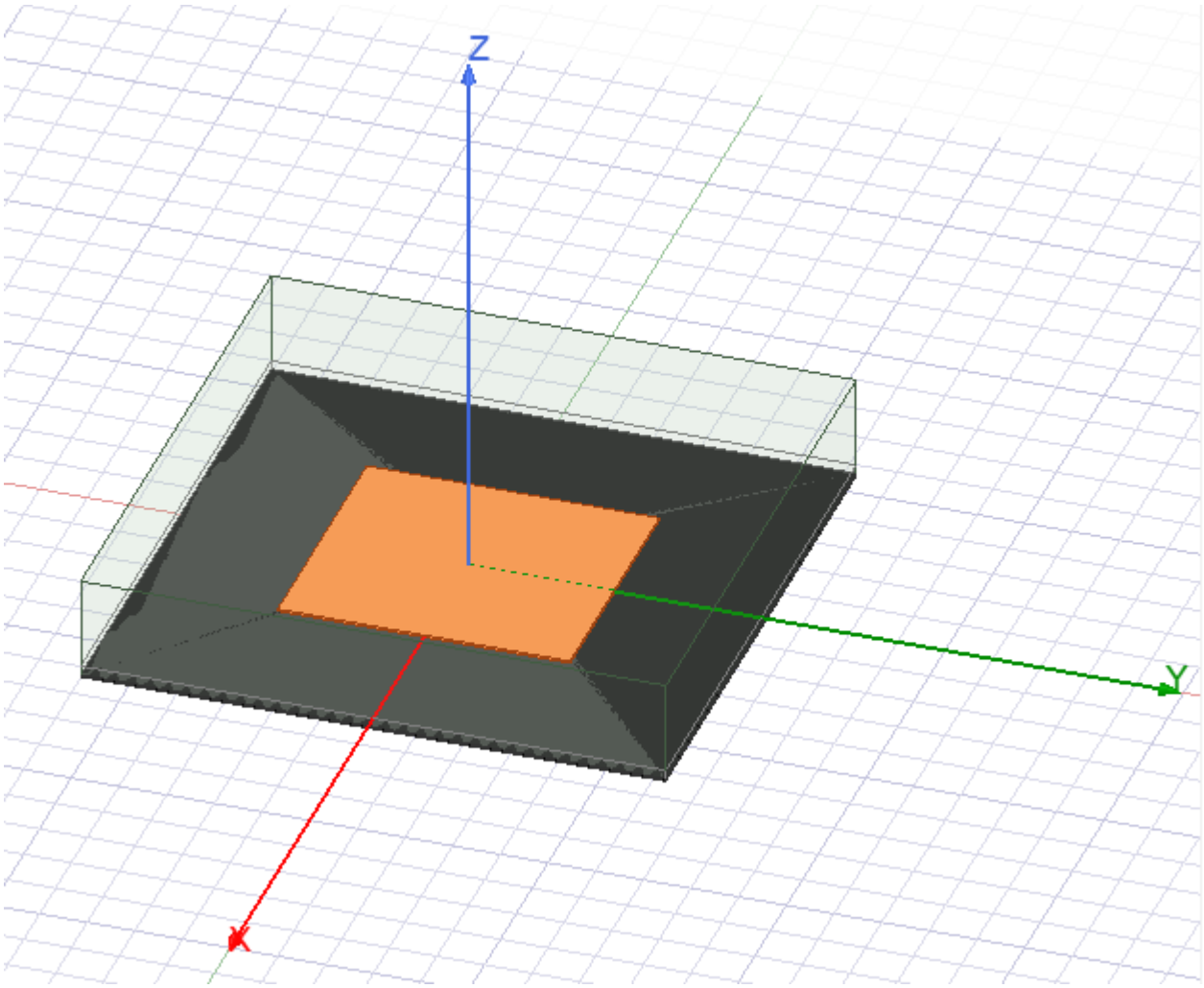


Рис.18 Модель однорезонаторної патч-антени(вигляд зверху)

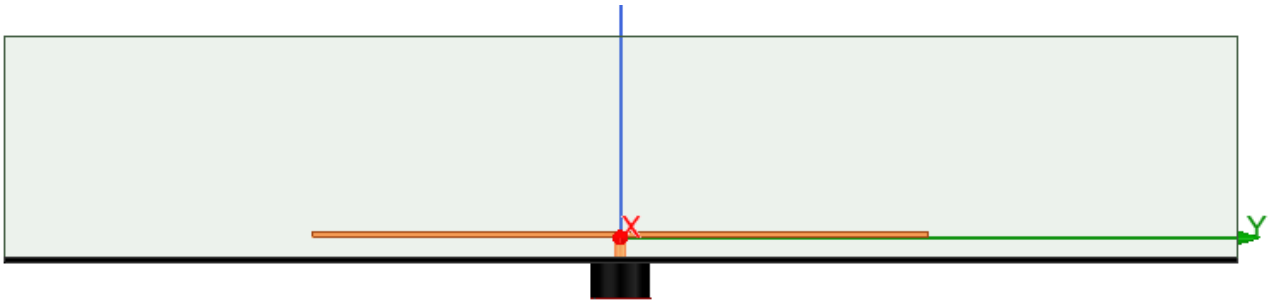


Рис.19 Модель однорезонаторної патч-антени(вигляд збоку)

Після проектування антени, в програмному середовищі було задано зону випромінення (Рис.20). Це потрібно, щоб програмне середовище змогло розрахувати випромінюючі здатності антени

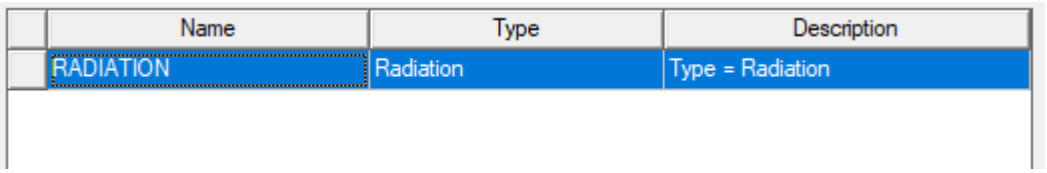


Рис.20 Налаштоване випромінення

Також було задано джерело електромагнітного сигналу (Рис.21,22). Це потрібно, щоб програмне середовище знало, звідки починати подавати сигнал

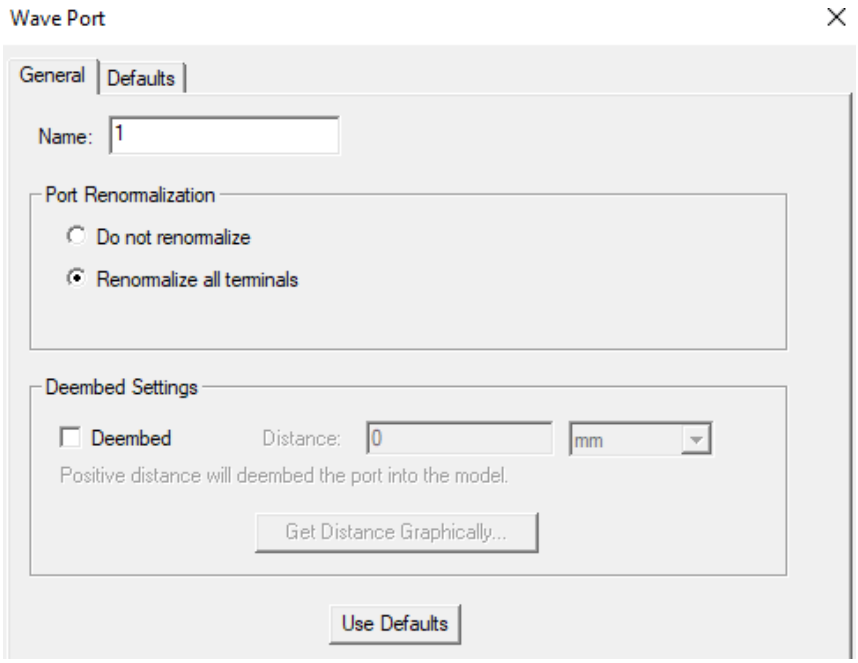


Рис.21 Параметри джерела (а)

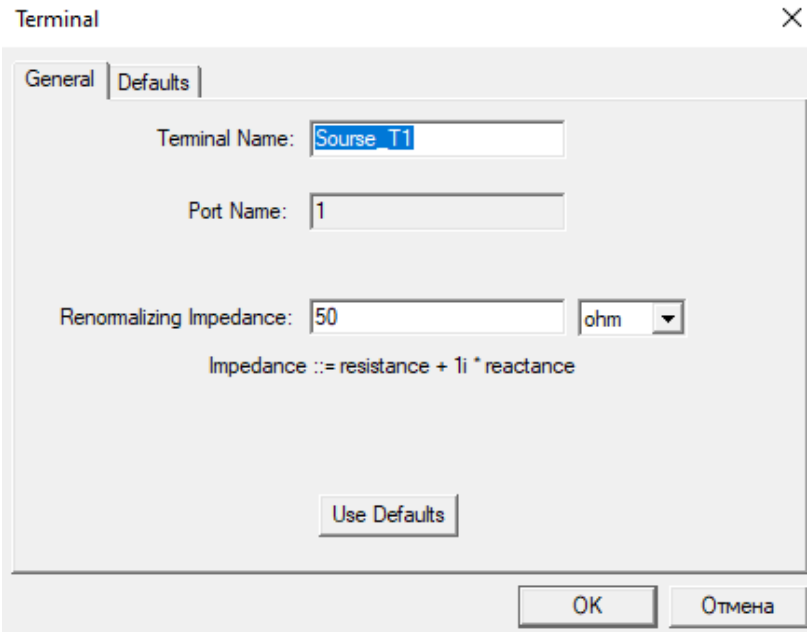


Рис.22 Параметри бжерела (б)

На Рис.23,24 було налаштовано параметри аналізу спроектованої антени. Це потрібно для встановлення рамок аналізу, що впливає на час аналізу. Аналіз було проведено для трьох частот – центральної та двох крайніх, рівно в діапазоні робочих частот з початкових умов завдання.

Рис.23 Налаштування центральної та крайніх

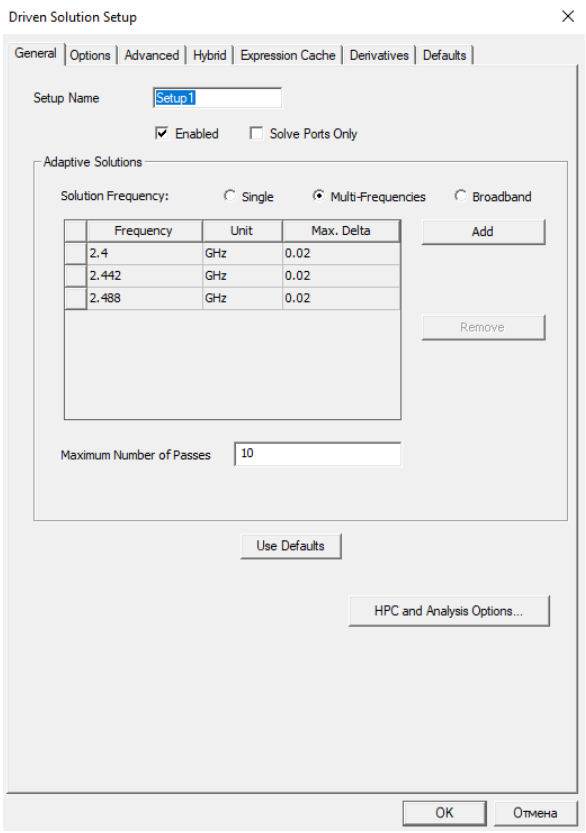
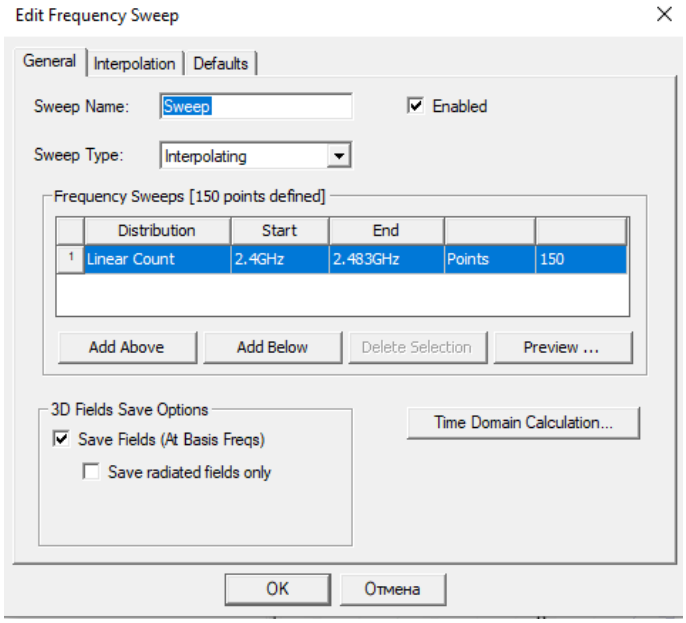


Рис.24 Налаштування смуги робочих частот



Було запущено аналіз антени, а також побудовано графіки коефіцієнту відбиття (Рис.25), коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСХН) (Рис.26), а також тривимірна діаграма спрямованості (Рис.27)

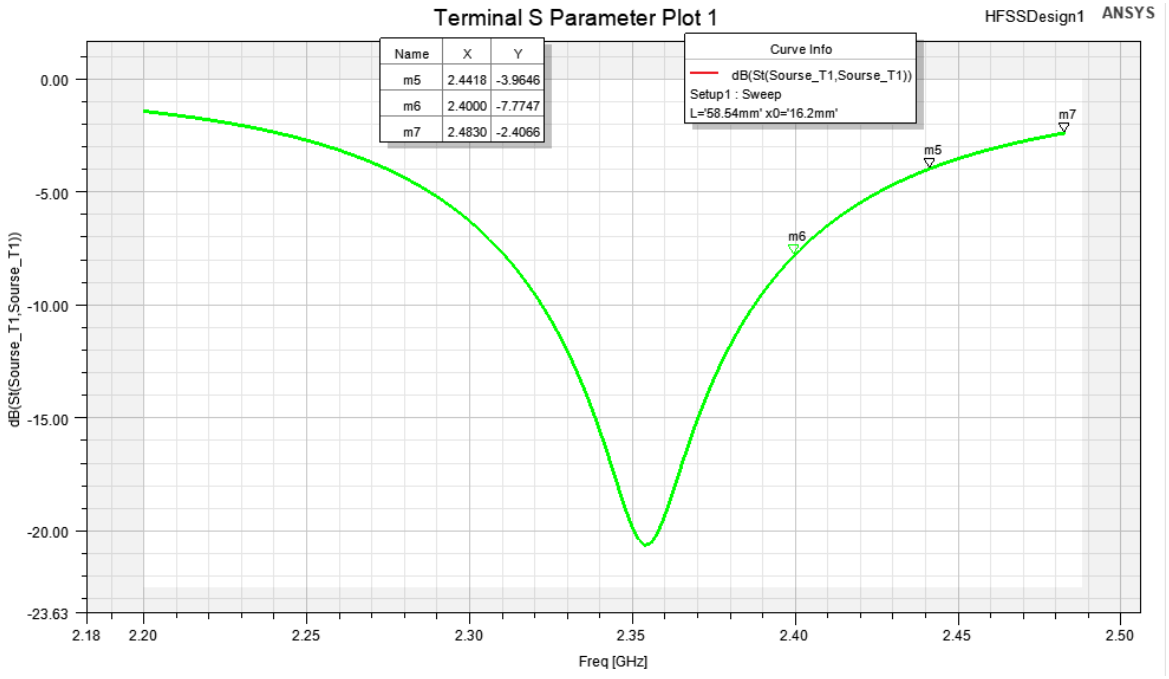


Рис.25 Частотна залежність коефіцієнта відбиття неоптимізованої однорезонаторної патч антени

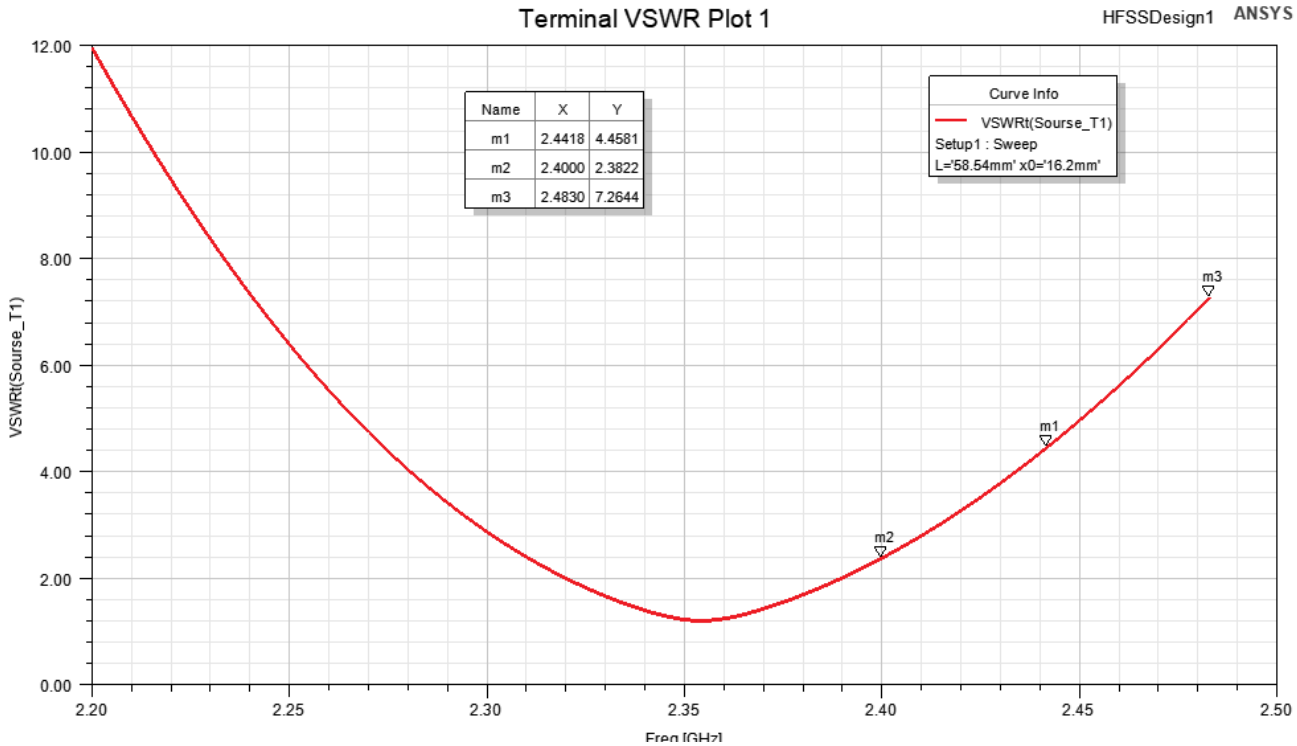


Рис.26 КСХН неоптимізованої однорезонаторної патч антени

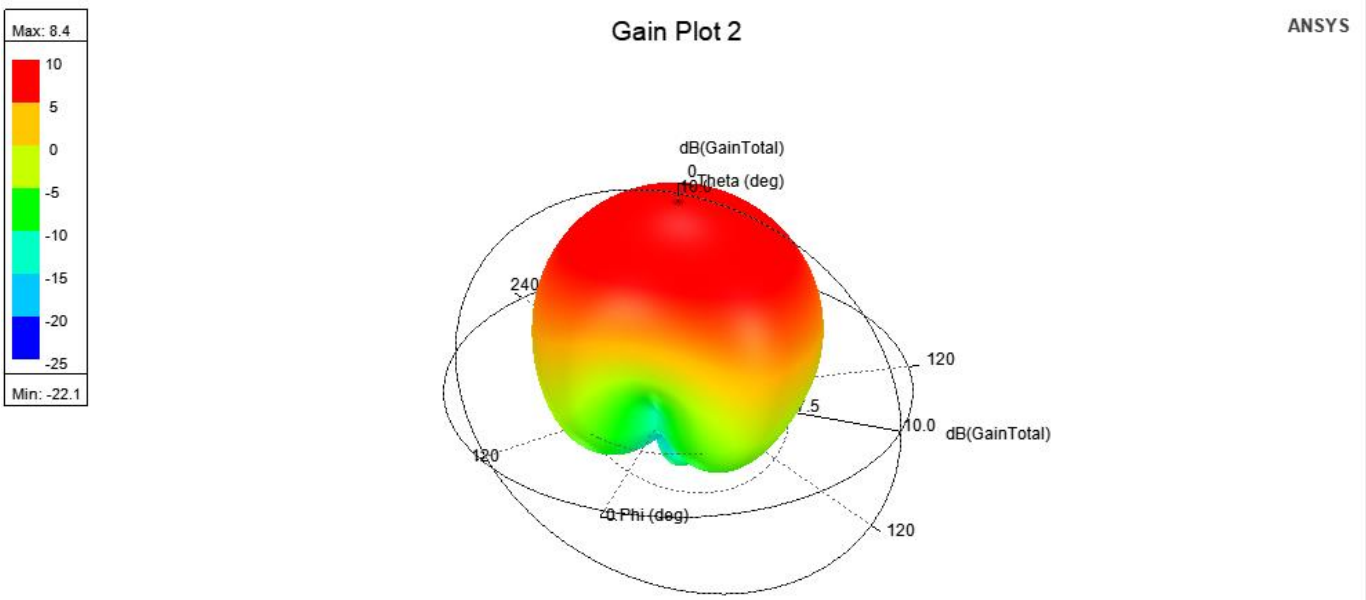


Рис.27 Тривимірна діаграма спрямованості неоптимізованої однорезонаторної патч антени на центральній частоті (2442 МГц)

3.2 Оптимізація

Як видно, на перших двох графіках, антена не відповідає умовам завдання (КСХН<2, коефіцієнт відбиття хочаб минус 30дб, а також пік знаходиться не на центральній частоті(2442 МГц)), тому було проведено оптимізацію. Для цього було зафіксовано параметр L_p (довжина патчу), який було взято з розрахунку, після чого вручну було проведено моделювання декількох значень параметру d (відстань від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени), завдяки чому було знайдено таке значення параметру d, при якому коефіцієнт відбиття дорівнює -40дБ, чи нижче. Якщо при частота резонансу дорівнює центральній частоті, то оптимізація закінчена, в іншому разі потрібно змінити значення L_p (якщо частота резоннсу менше центральної – то зменшити, а якщо більше – то збільшити). В таблиці 6 приведені параметри оптимізованої однорезонаторної патч-антени

Таблиця 6

Параметри оптимізованої однорезонаторної патч-антени

Назва параметру	Значення параметру
Довжина антени	56.25 мм
Ширина антени	61.38 мм
Відстань від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени	16.56 мм
Ширина металічного екрану	122.77 мм
Довжина металічного екрану	119.93 мм
Висота антени	2 мм
Мінімальне значення коефіцієнту відбиття	-54 дБ
Максимальне значення коефіцієнту відбиття	-8.4 дБ
Максимальне значення КСХН	2.29 у.о.
Коефіцієнт підсилення антени на центральній частоті (2442 МГц)	8.6 дБ

Коефіцієнт підсилення антени на першій крайній частоті (2400 МГц)	8.5 дБ
Коефіцієнт підсилення антени на другій крайній частоті (2483 МГц)	8.7 дБ
Ширина діаграми спрямованості антени в Е-площині на центральній частоті (2442 МГц)	53.92 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Е-площині на першій крайній частоті (2400 МГц)	54.72 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Е-площині на другій крайній частоті (2483 МГц)	53.1 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Н-площині на центральній частоті (2442 МГц)	66.84 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Н-площині на першій крайній частоті (2400 МГц)	68.27 градуси

Продовження таблиці 5

Ширина діаграми спрямованості антени в Н-площині на другій крайній частоті (2483 МГц)	66.67 градуси

На Рис.28-30 вийшло майже ідеальне рішення (також в дану частину були додані діаграми спрямованості в Н- та Е-площинах для центральної та крайніх частот, а також тривимірні діаграми спрямованості для крайніх частот (Рис.31-38))

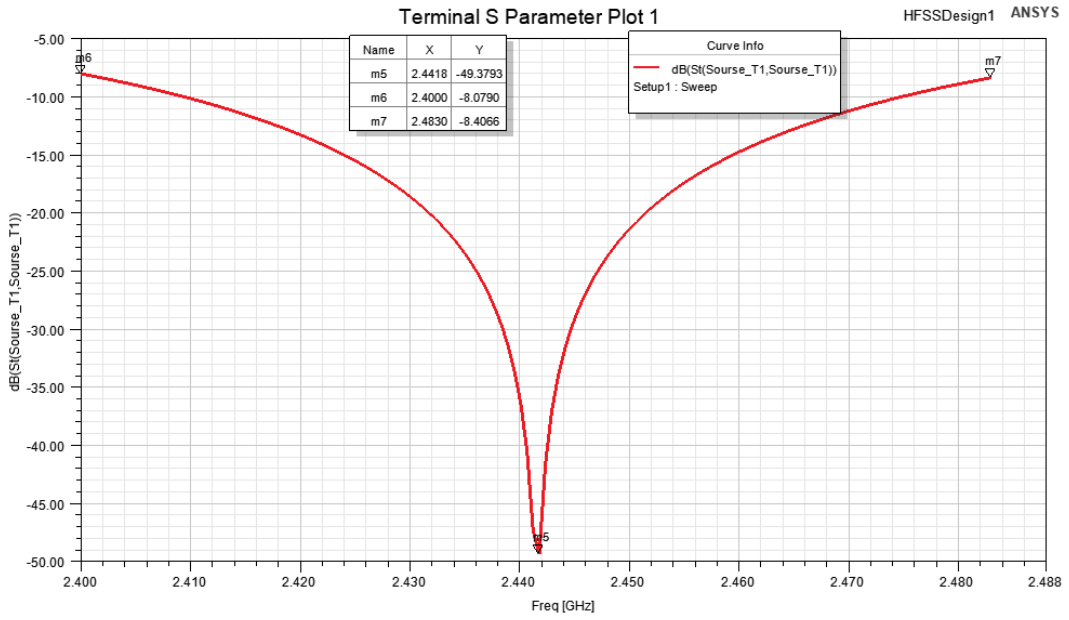


Рис.28 Частотна залежність коефіцієнта відбиття оптимізованої однорезонаторної патч антени

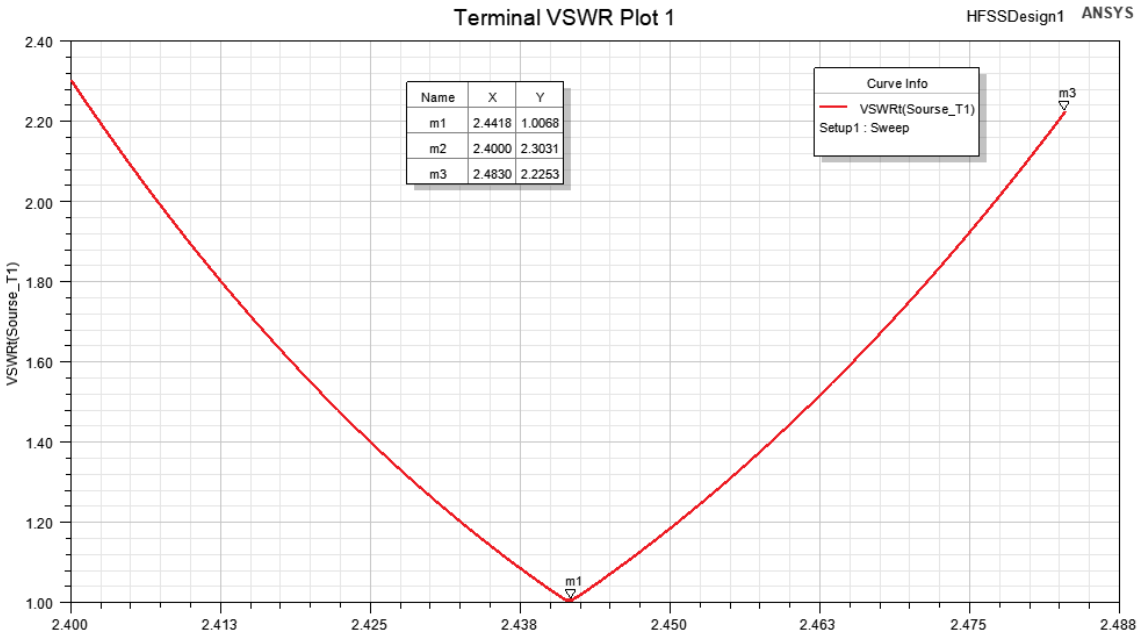


Рис.29 КСХН оптимізованої однорезонаторної патч антени

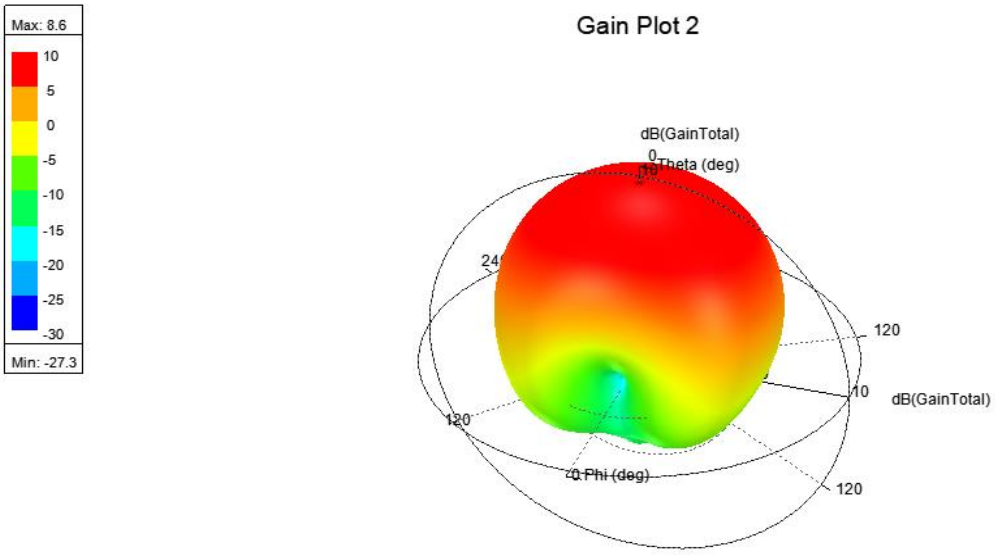


Рис.30 Тривимірна діаграма спрямованості на центральній частоті (2442 МГц)

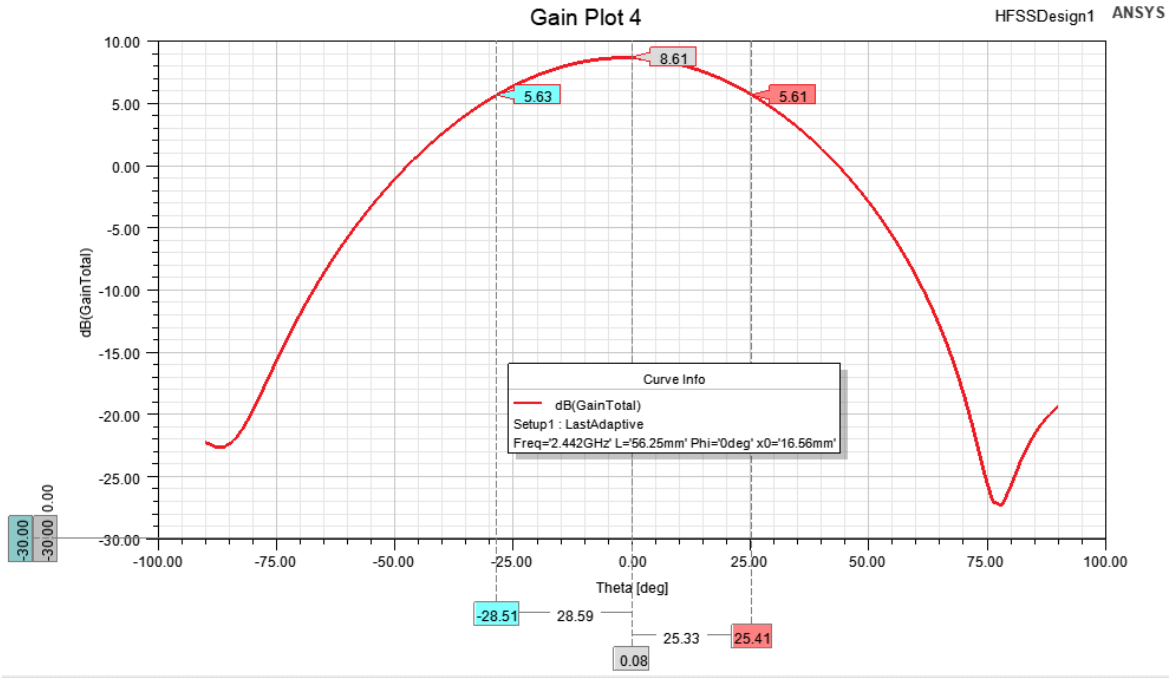


Рис.31 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на центральній частоті (2442 МГц)

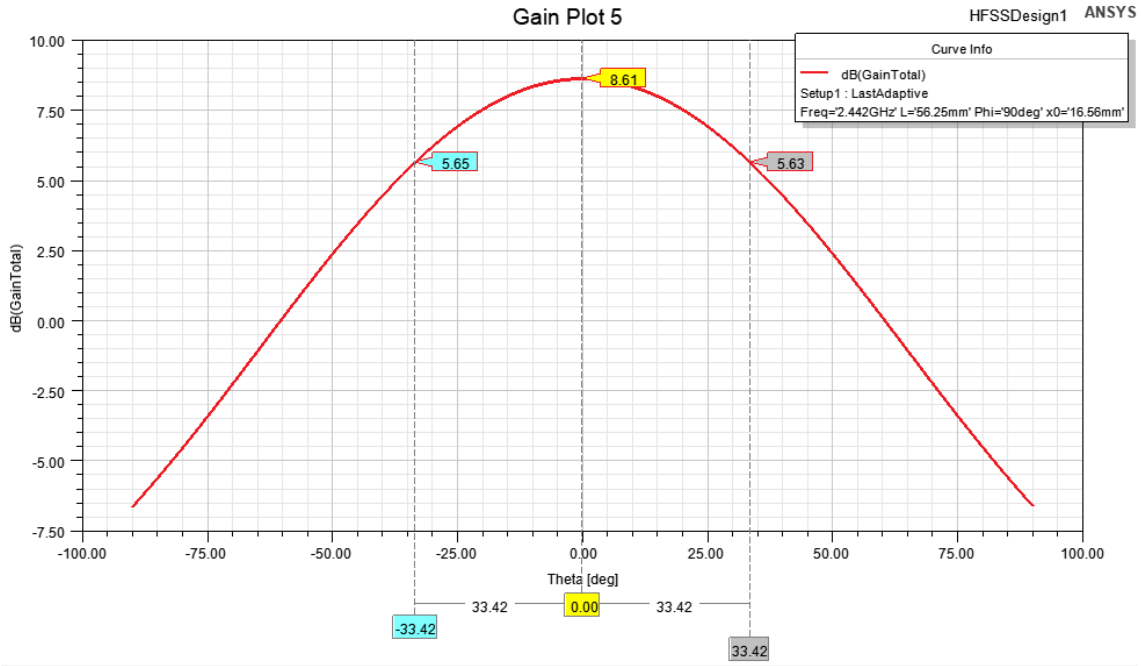


Рис.32 Діаграма спрямованості антени у Н-площині на центральній частоті (2442 МГц)

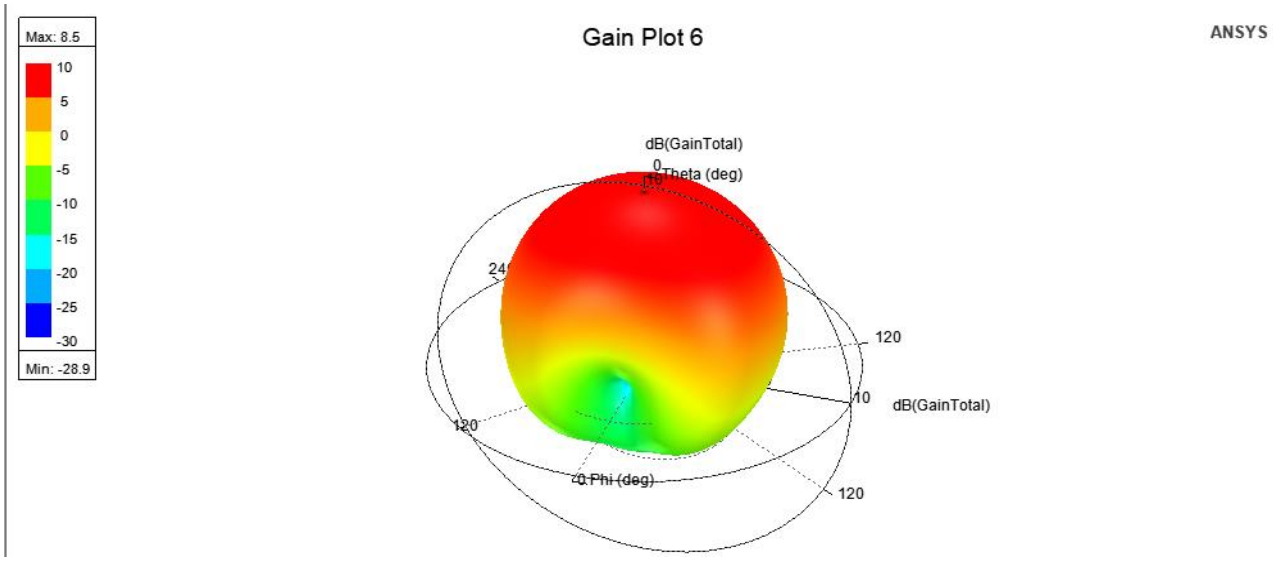


Рис.33 Тривимірна діаграма спрямованості на першій крайній частоті (2400 МГц)

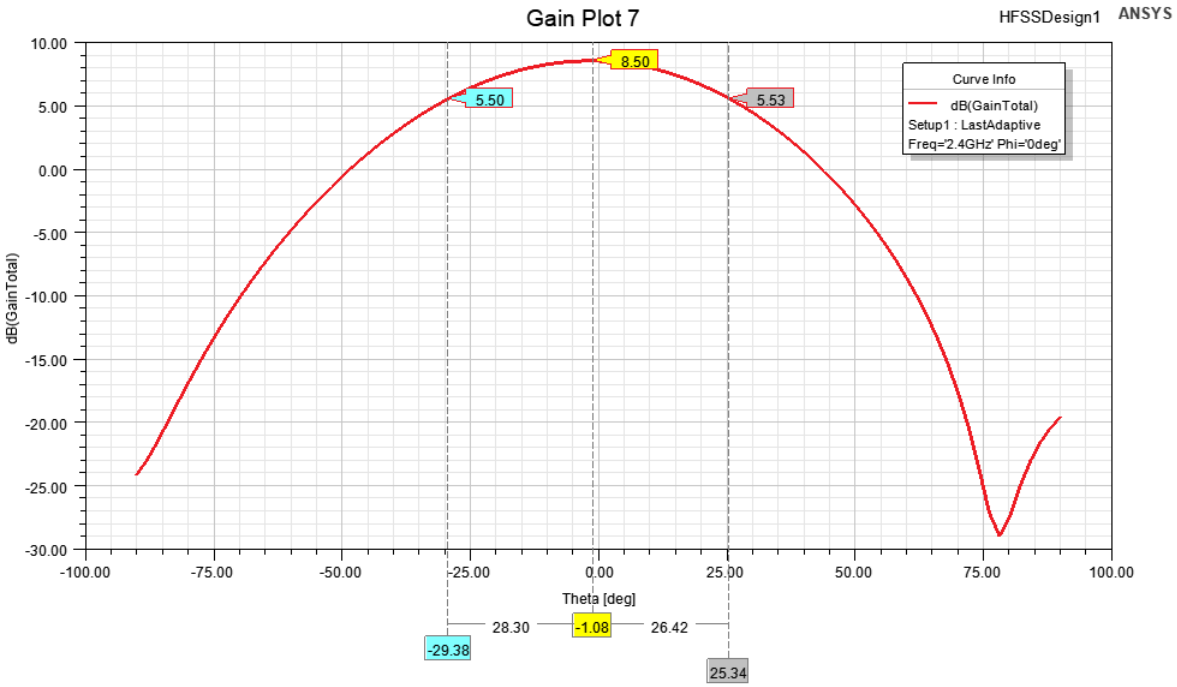


Рис.34 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на першій крайній частоті (2400 МГц)

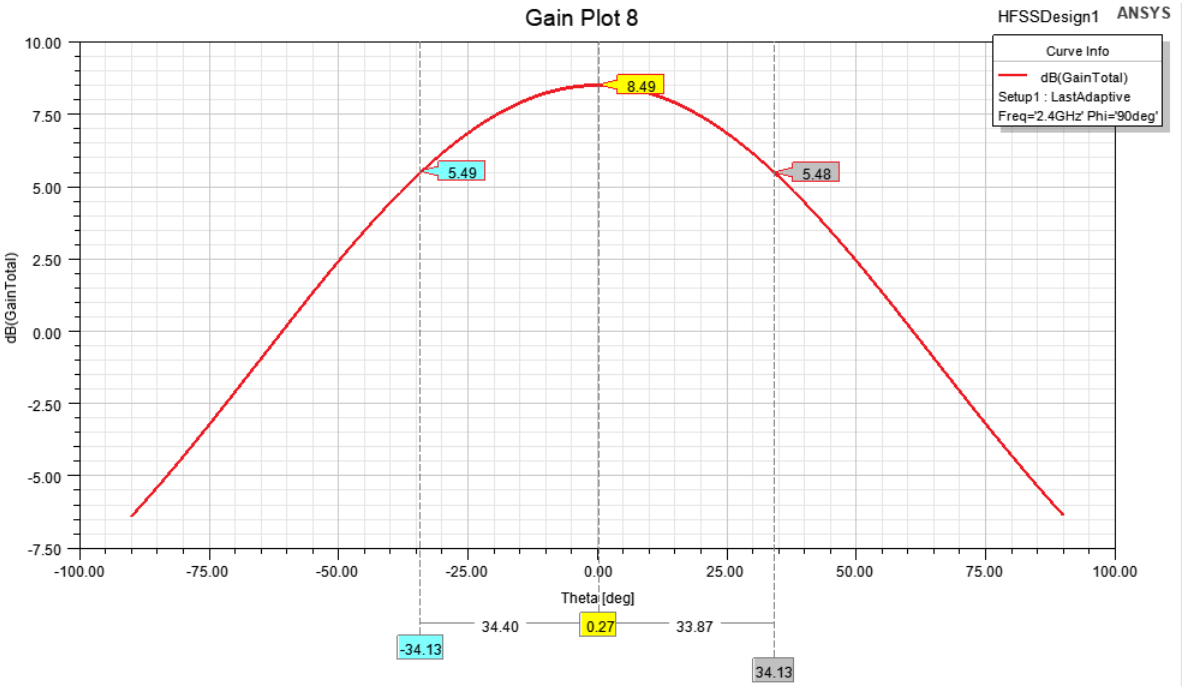


Рис.35 Діаграма спрямованості антени у Н-площині на першій крайній частоті (2400 МГц)

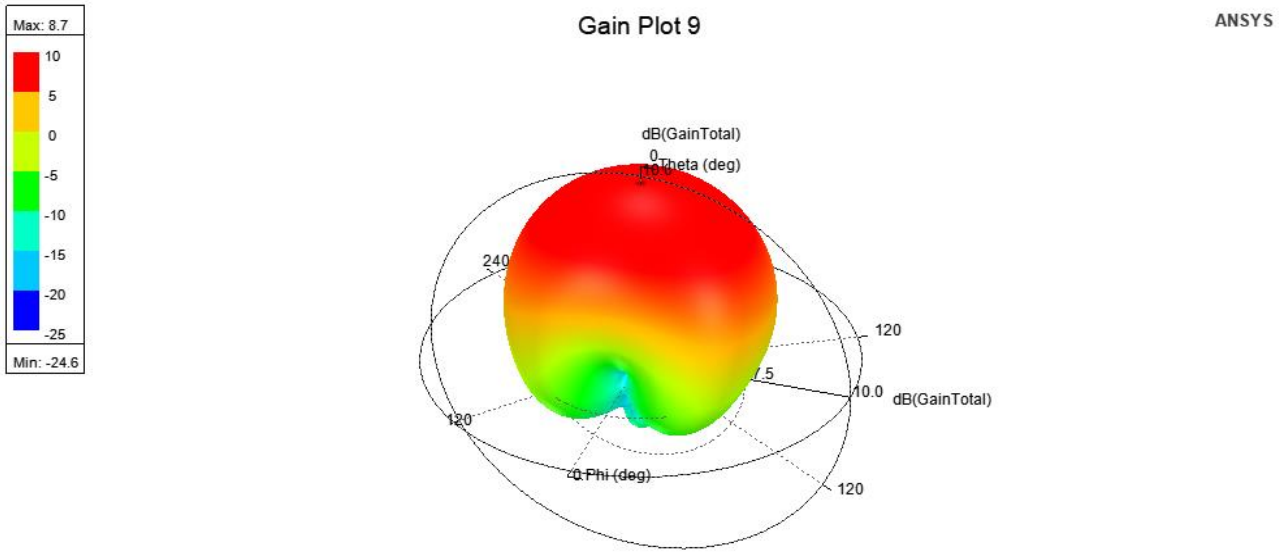


Рис.36 Тривимірна діаграма спрямованості на другій крайній частоті (2488 МГц)

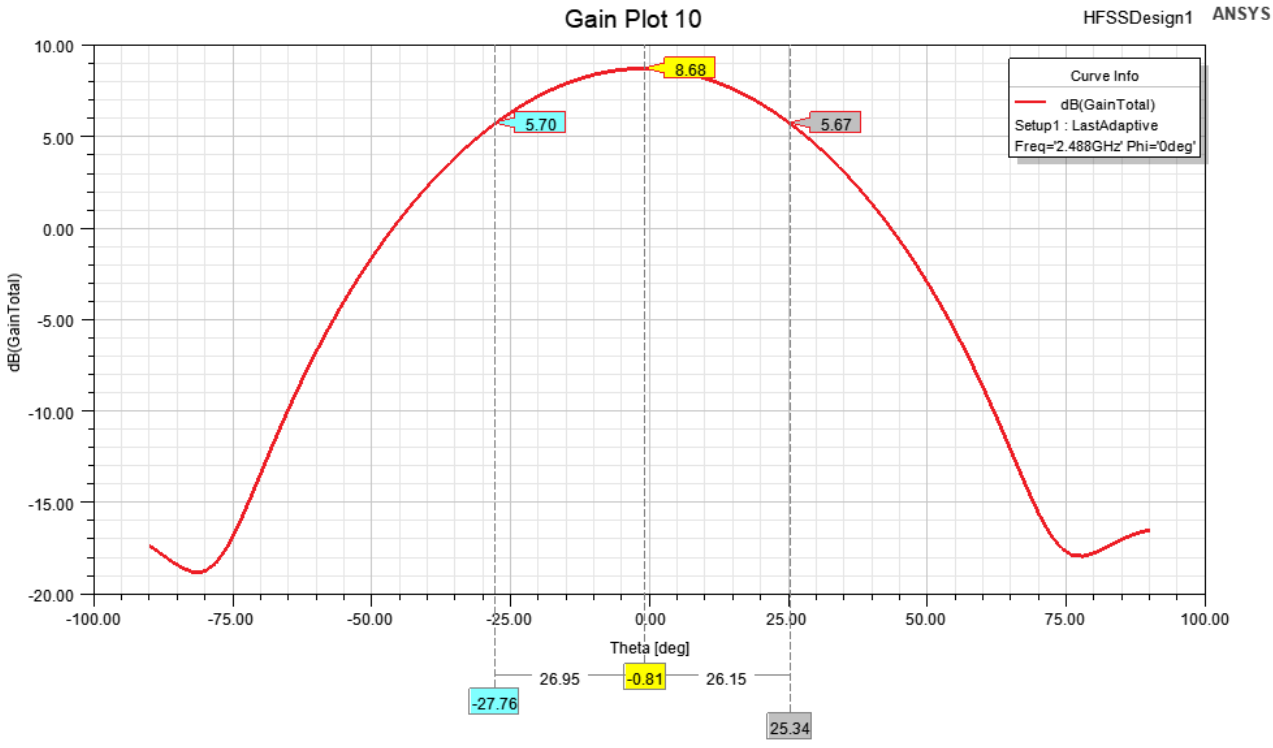


Рис.37 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на другій крайній частоті (2488 МГц)

Рис.38 Діаграма спрямованості антени у Н-площині на другій крайній частоті (2488 МГц)

Також на одному графіку було побудовано діаграми спрямованості у Е-та Н-площин для центральної та крайніх частот

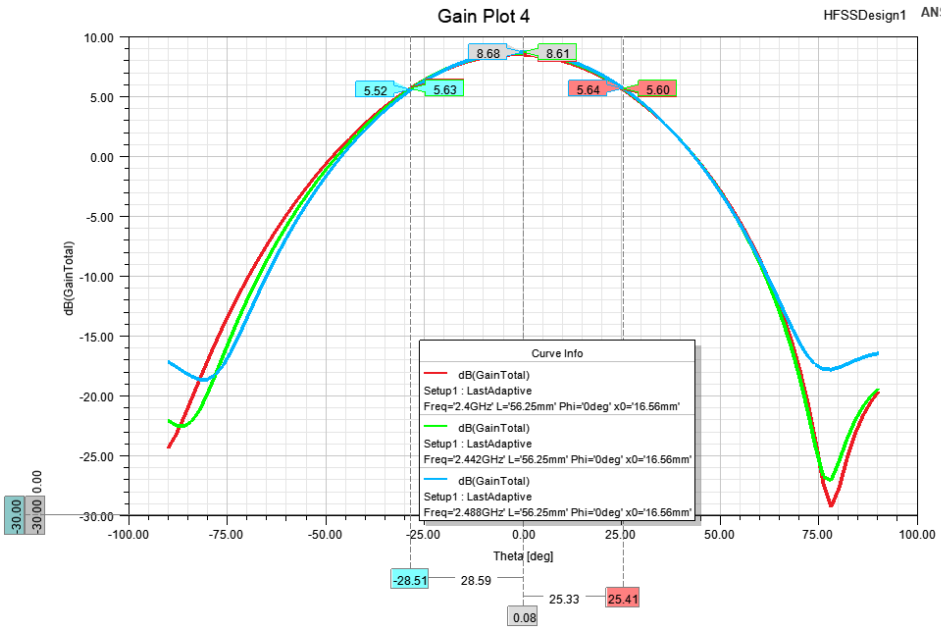


Рис.39 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на центральній частоті та крайніх частотах (2400, 2442, 2483 МГц)

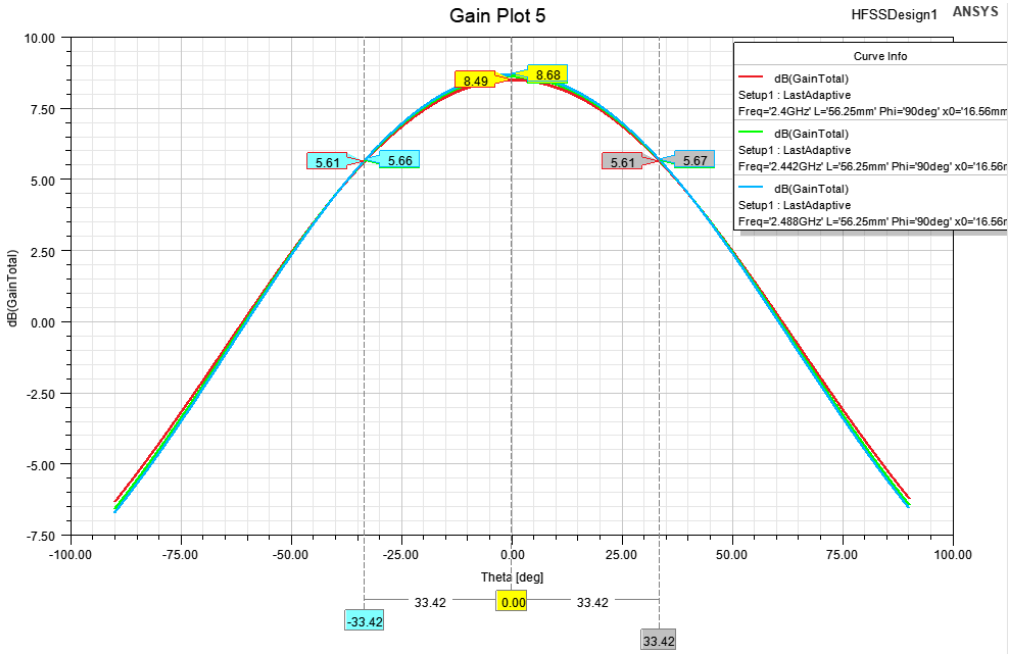


Рис.40 Діаграма спрямованості антени у Н-площині на центральній частоті та крайніх частотах (2400, 2442, 2483 МГц)

3.3 Висновки до третього розділу

В даному розділі було проведено моделювання, аналіз, дослідження, та оптимізіцію прямокутної однорезонаторної патч-антени шляхом перебору параметрів довжини патчу (L_p) та відстані від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени (d). Також тут було представлено графіки коефіцієнту відбиття (S_{11}), КСХН (VSWR), та діаграми спрямованості з їх розрізами по Е- та Н- площинах на центральній та крайній частотах.

РОЗДІЛ 4. Моделювання та оптимізація дворезонаторної патч-антени

4.1 Моделювання, аналіз, та оптимізація дворезонаторної патч антени

Як видно з Рис.29 однорезонаторна патч-антена навіть при майже ідеальній оптимізації не може виконати умови завдання, а саме мати коефіцієнт стоячої хвилі за напругою менше двох, тому після оптимізації однорезонаторної патч-антени прийшов час налаштування, моделювання та оптимізація дворезонаторної патч-антени(Рис.41).

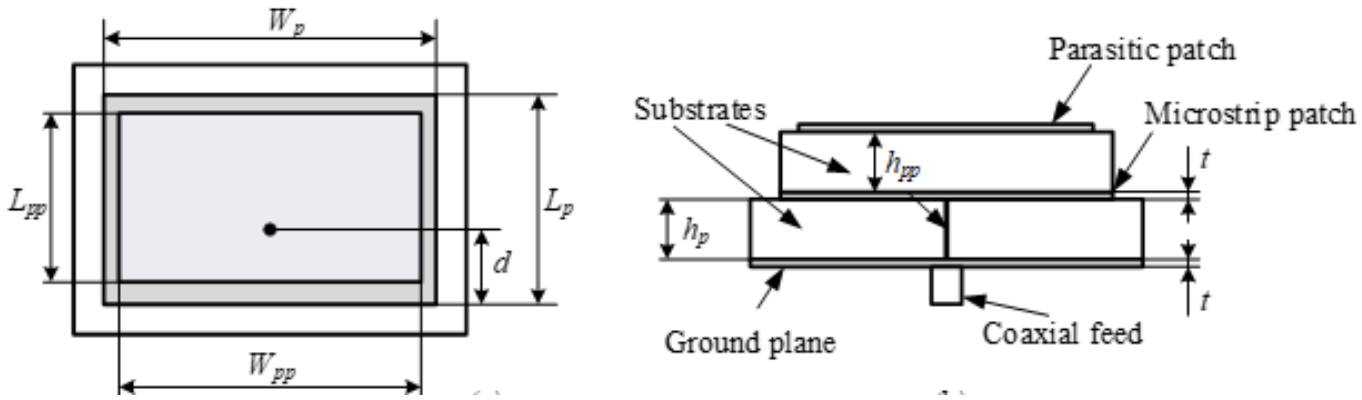


Рис.41 Дворезонаторна прямокутна патч-антена з коаксіальним живленням

До однорезонаторної антени було додано паразитний патч, завдяки чому полоса пропускання була розширена, тому були додані нові параметри(Рис.42).

Зазначимо, що $W = W_p, L = L_p, x0 = d,$ - параметри, взяті з розрахунків;

$h = h_p, R1 = R_1, R2 = R_2, Rout = R_{out}, hc = L,$ - параметри, взяті з початкових умов; $h2 = h_{pp}, W2 = W_{pp}, L22 = L_{pp}$ – це висота між основним та паразитним патчами, а також довжина та ширина паразитного патчу

	Name	Value	Unit	Evaluated Value
	W	61.38	mm	61.38mm
	L	58.5	mm	58.5mm
	eL	119.93	mm	119.93mm
	eW	122.77	mm	122.77mm
	x0	7.2	mm	7.2mm
	h	2	mm	2mm
	R1	0.635	mm	0.635mm
	R2	2.05	mm	2.05mm
	Rout	3	mm	3mm
	hc	4	mm	4mm
	t	0.5	mm	0.5mm
	Lc	-L/2+x0		-22.05mm
	h2	6	mm	6mm
	W2	W-5mm		56.38mm
	L22	49.6	mm	49.6mm

Рис.42 Параметри для моделювання вже оптимізованої прямокутної дворезонаторної патч-антени

На Рис.43,44 зображено 3Д модель прямокутного дворезонаторного патчу (вигляд зверху та збоку)

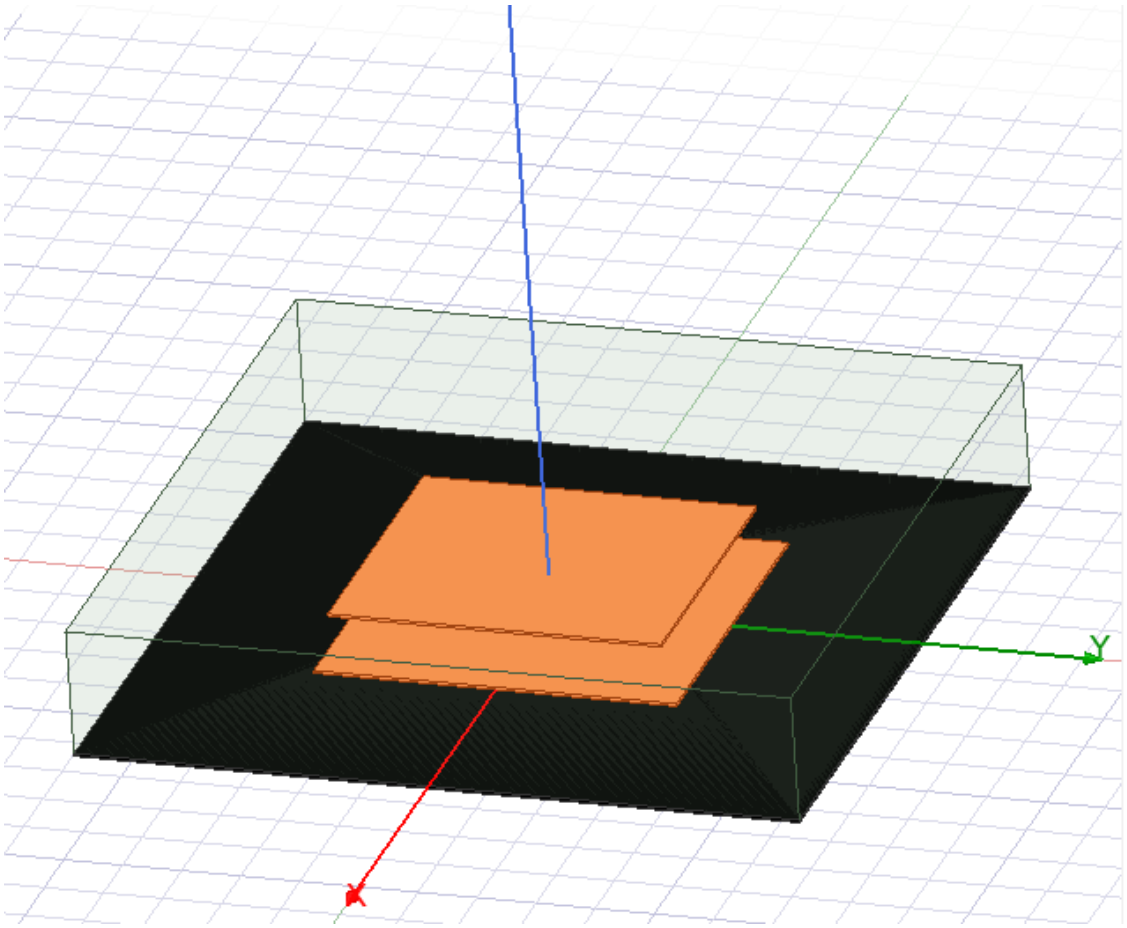


Рис.43 Модель дворезонаторної патч-антени(вигляд зверху)

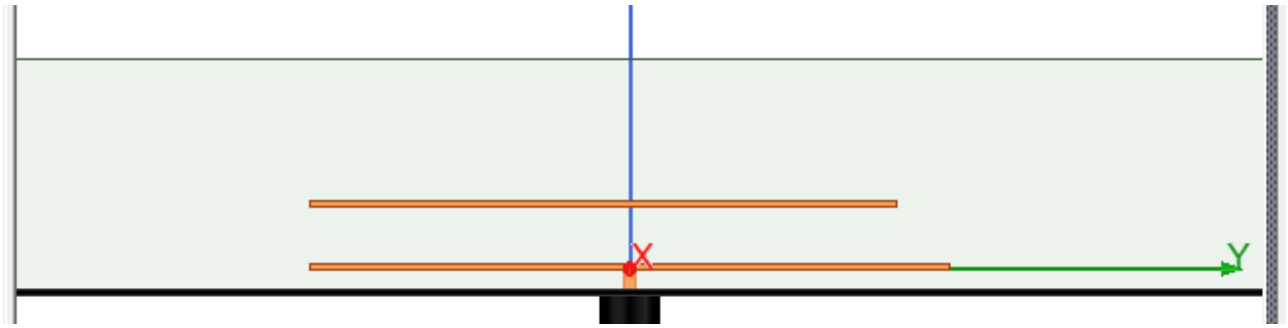


Рис.44 Модель дворезонаторної патч-антени(вигляд збоку)

Для оптимізації прямокутної дворезонаторної патч-антени потрібно притримуватись деякого алгоритму. Для цього було зафіксовано параметр L_p

(довжина патчу) та h_{pp} (висота між паразитним та основним патчами), який було взято з розрахунку, після чого за допомогою Parametric analysis було проведено моделювання декількох значень параметру L_{pp} (довжина паразитного патчу). На Рис.45 зображено коефіцієнт відбиття, із ледь помітним паразитним втручанням. Також за допомогою Parametric analysis було проведено моделювання декількох значень параметру d (відстань від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени), завдяки чому було знайдено таке значення параметру d, при якому коефіцієнт відбиття розширюється (Рис.46). Якщо при цьому частота резонансу приблизно поряд із центральною частотою, то оптимізація закінчена, в іншому разі потрібно змінити значення L_p (якщо частота резоннсу менше центральної – то зменшити, а якщо більше – то збільшити). В таблиці 6 приведені параметри оптимізованої однорезонаторної патч-антени

Таблиця 6

Параметри оптимізованої дворезонаторної патч-антени

Назва параметру	Значення параметру
Довжина антени	58.5 мм
Ширина антени	61.38 мм
Відстань від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени	7.2 мм
Ширина металічного екрану	122.77 мм
Довжина металічного екрану	119.93 мм
Висота антени	2 мм
Висота між патчами	6 мм
Ширина паразитного патчу	56.38 мм
Довжина паразитного патчу	49.6 мм
Мінімальне значення коефіцієнту відбиття	-22.51 дБ

Продовження таблиці 6

Максимальне значення коефіцієнту відбиття	-16.65 дБ
Максимальне значення КСХН	1.284 у.о.
Коефіцієнт підсилення антени на центральній частоті (2442 МГц)	8.3 дБ
Коефіцієнт підсилення антени на першій крайній частоті (2400 МГц)	8.2 дБ
Коефіцієнт підсилення антени на другій крайній частоті (2483 МГц)	8.3 дБ
Ширина діаграми спрямованості антени в Е-площині на центральній частоті (2442 МГц)	53.92 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Е-площині на першій крайній частоті (2400 МГц)	53.74 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Е-площині на другій крайній частоті (2483 МГц)	53.2 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Н-площині на центральній частоті (2442 МГц)	67.59 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Н-площині на першій крайній частоті (2400 МГц)	68.05 градуси
Ширина діаграми спрямованості антени в Н-площині на другій крайній частоті (2483 МГц)	67.13 градуси

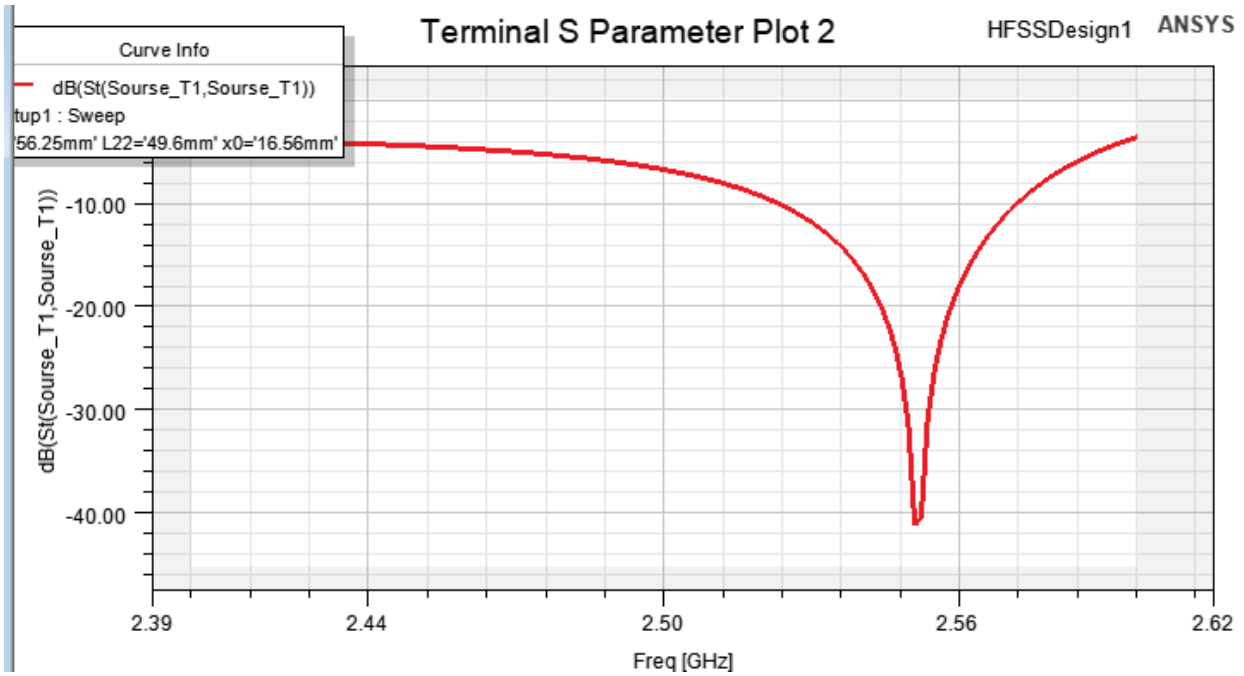


Рис.45 Частотна залежність коефіцієнта відбиття дворезонаторної патч антени з оптимізованою довжиною паразитного патчу

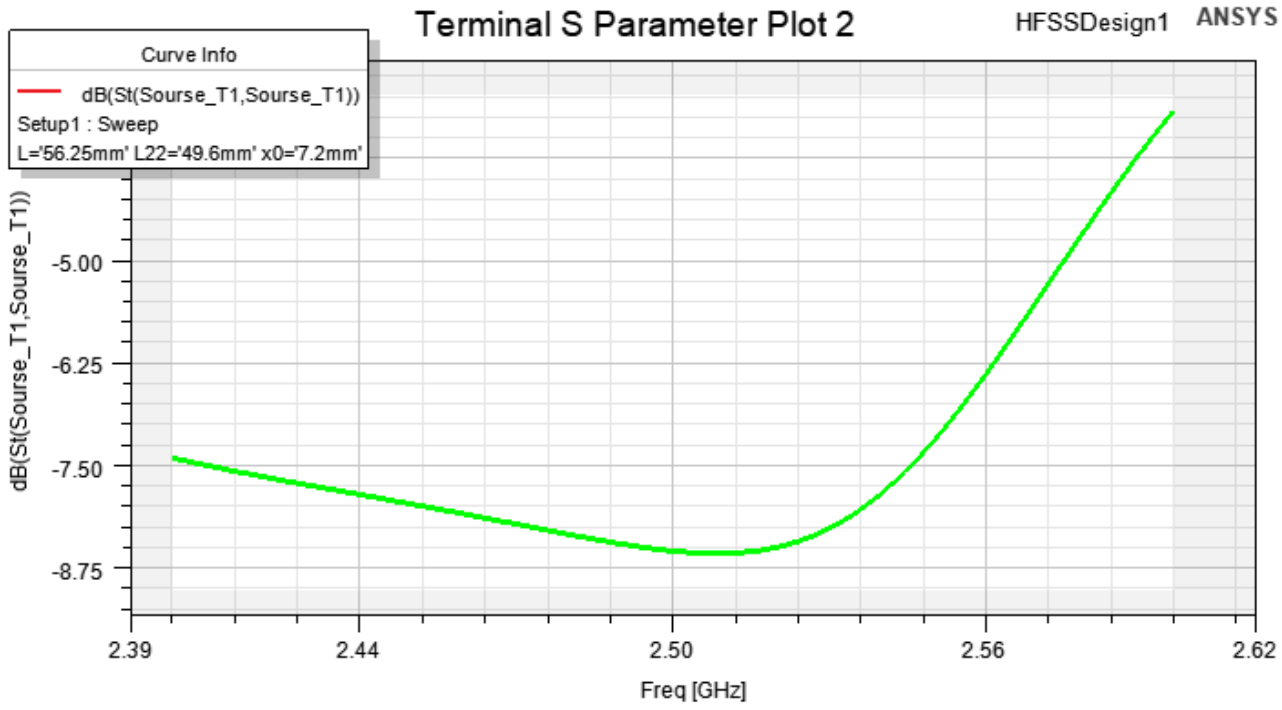


Рис.46 Частотна залежність коефіцієнта відбиття дворезонаторної патч антени з оптимізованою відстанню від випромінюючої кромки, до точки узгодження вхідного опору та опору антени

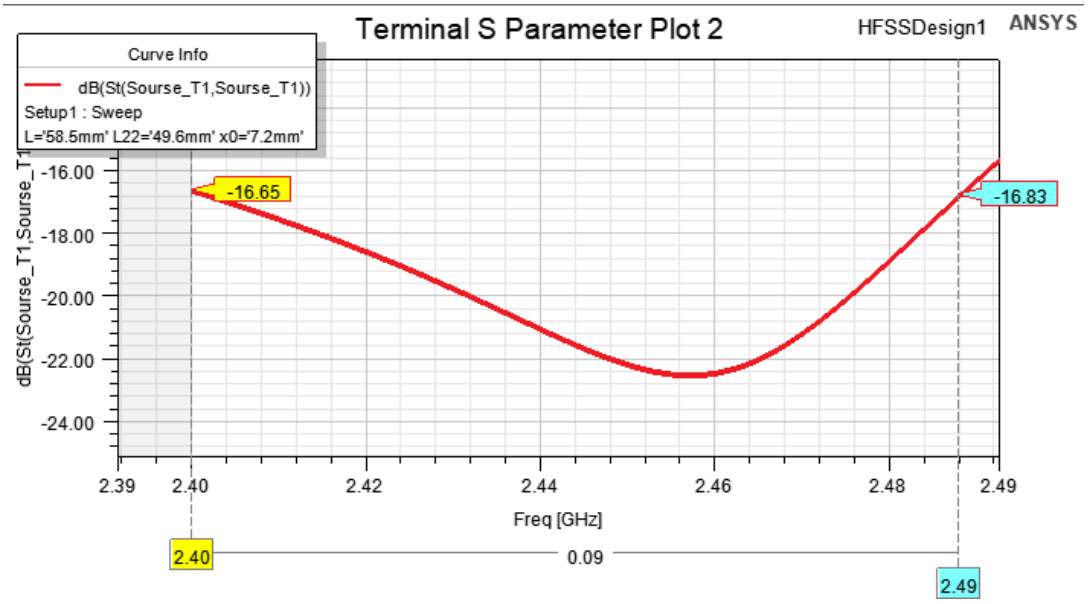


Рис.47 Частотна залежність коефіцієнта відбиття оптимізованої дворезонаторної патч антени

Після оптимізації графік КСХН став відповідати умовам завдання(Рис.48)

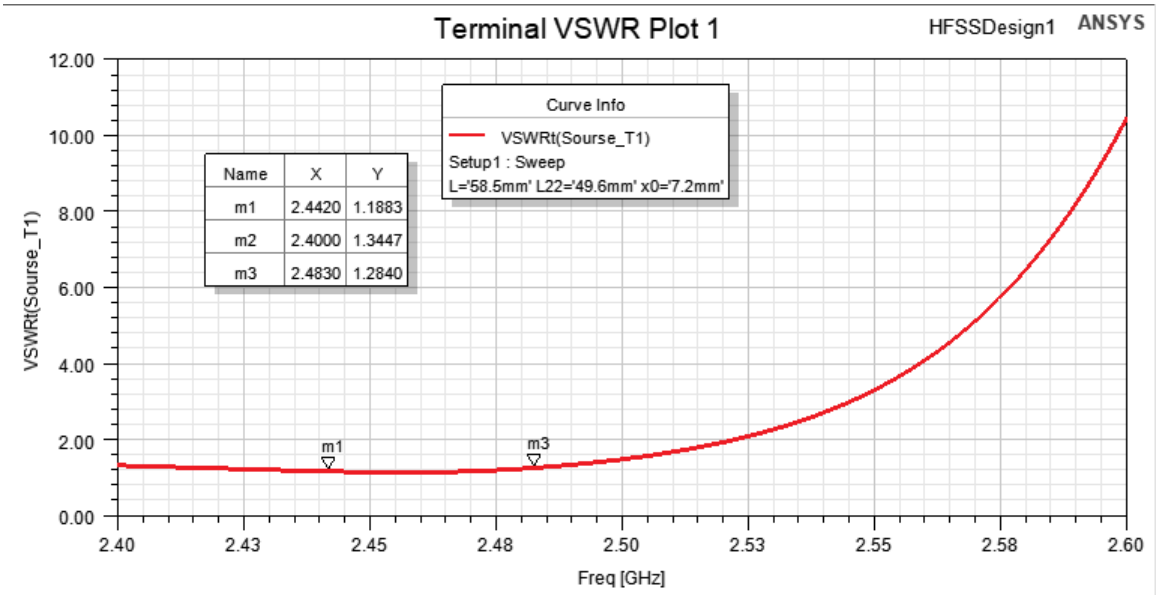


Рис.48 КСХН оптимізованої дворезонаторної патч антени

Також, для звітності, було побудовано діаграми спрямованості (3Д та у Е- та Н-площинах) на центральній та крайніх частотах (Рис.49-57). Також було побудовано діаграми спрямованості для Е- та Н- площин з центральною та крайніми частотати на одному графіку (Рис.58,59)

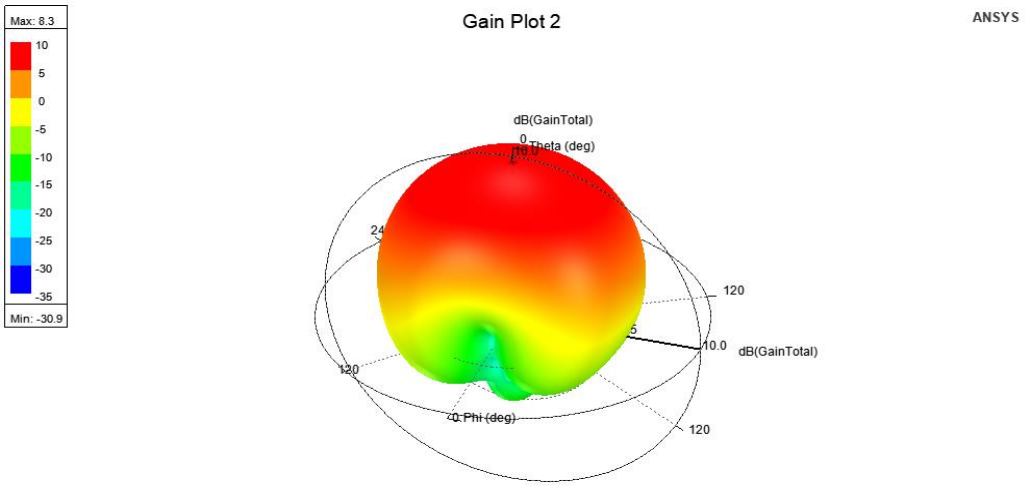


Рис.49 Тривимірна діаграма спрямованості оптимізованої дворезонаторної патч антени на центральній частоті (2442 МГц)

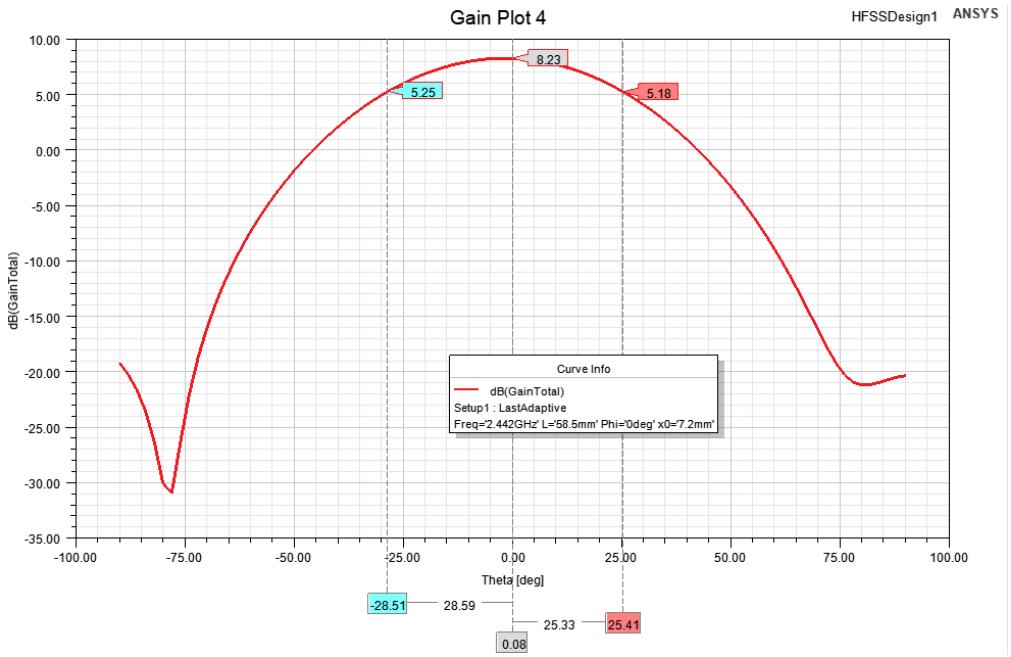


Рис.50 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на центральній частоті (2442 МГц)

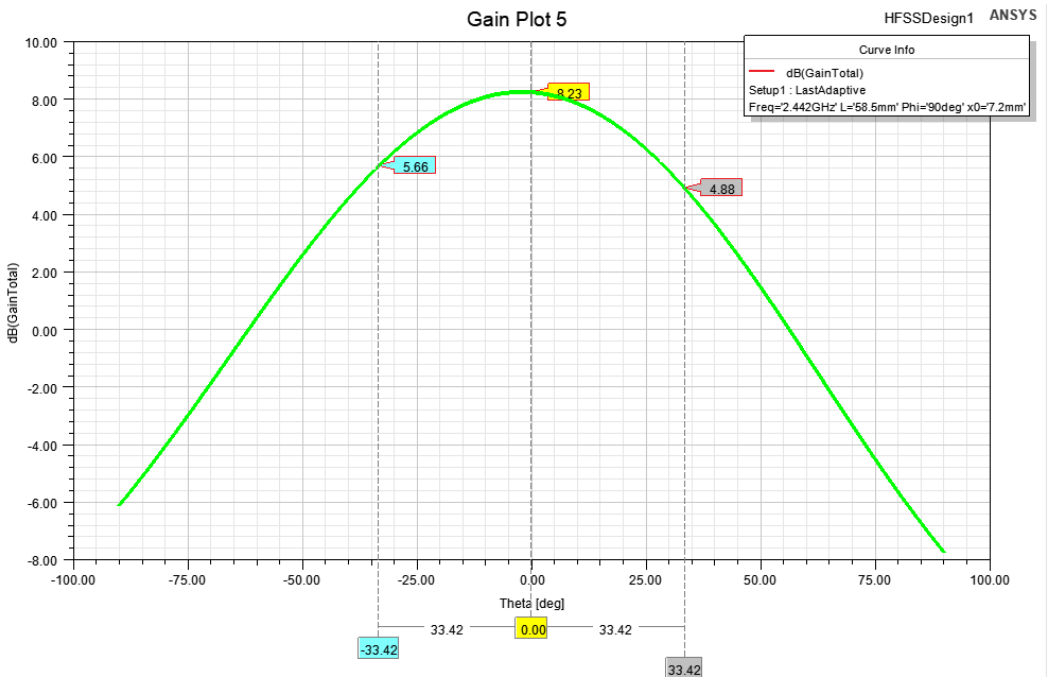


Рис.51 Діаграма спрямованості антени у Н-площині на центральній частоті (2442 МГц)

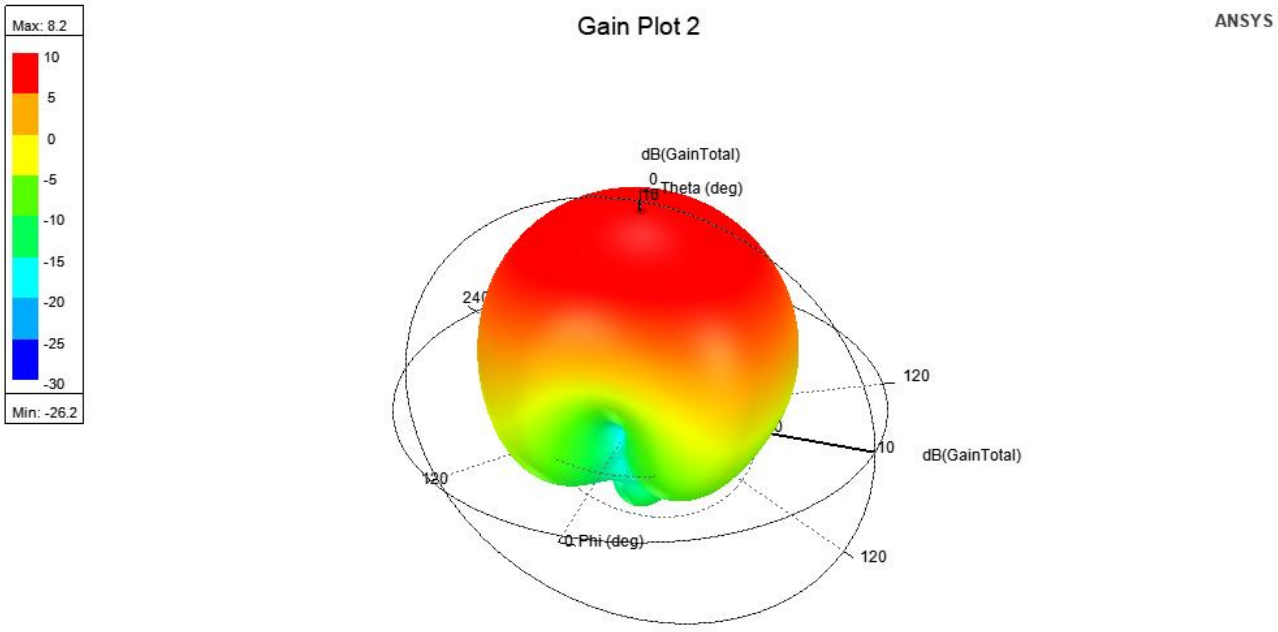


Рис.52 Тривимірна діаграма спрямованості оптимізованої дворезонаторної патч антени на першій крайній частоті (2400 МГц)

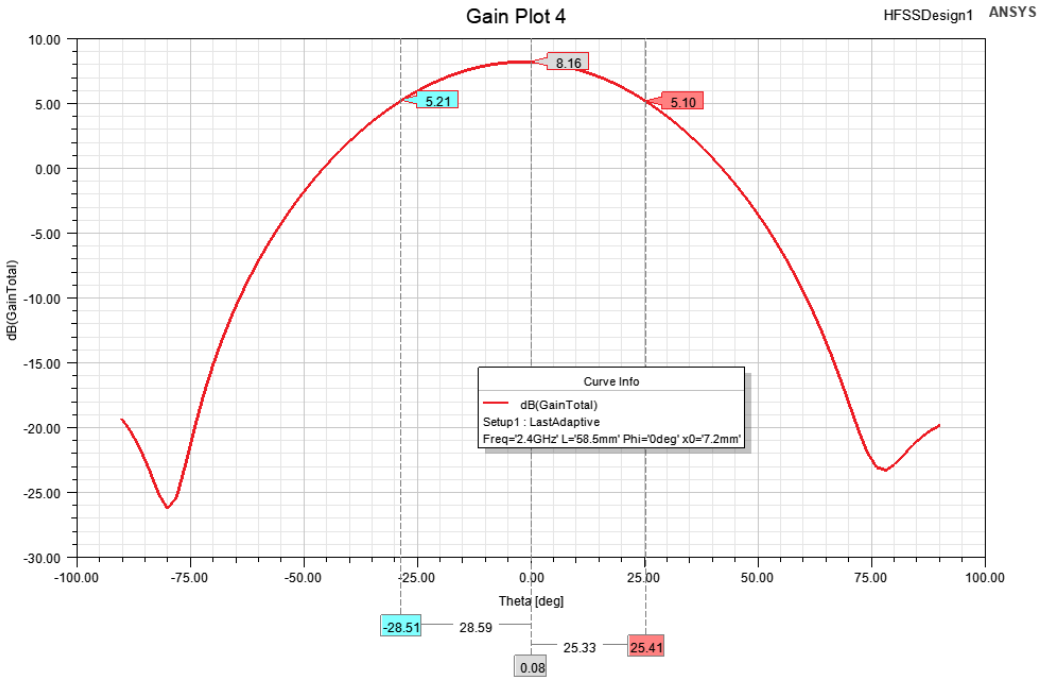


Рис.53 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на першій крайній частоті (2400 МГц)

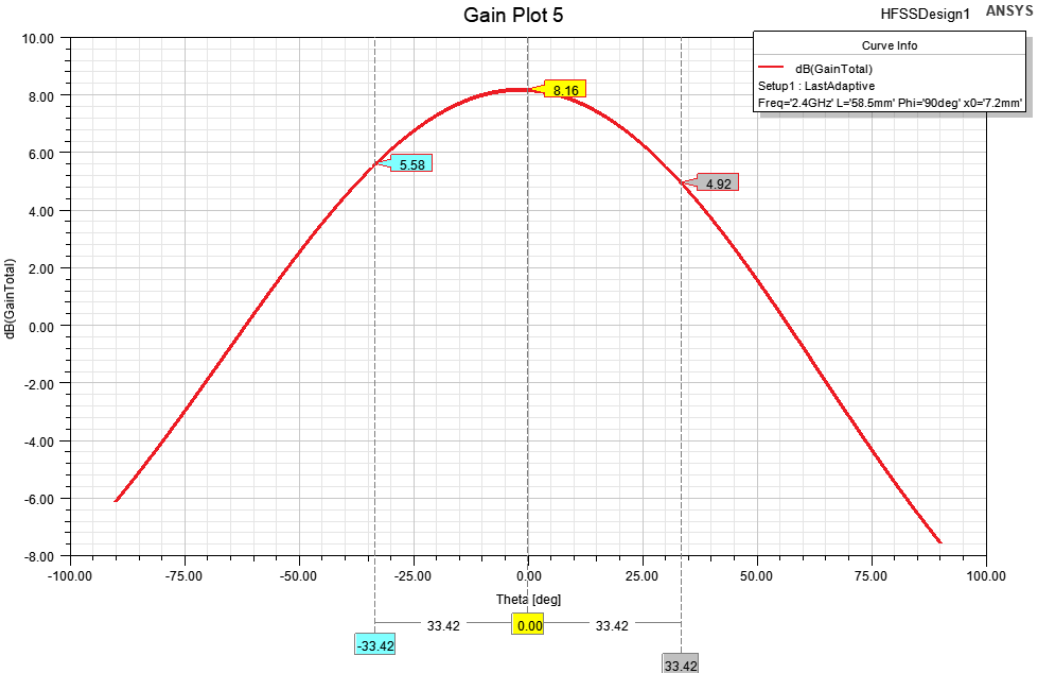


Рис.54 Діаграма спрямованості антени у Н-площині на першій крайній частоті (2400 МГц)

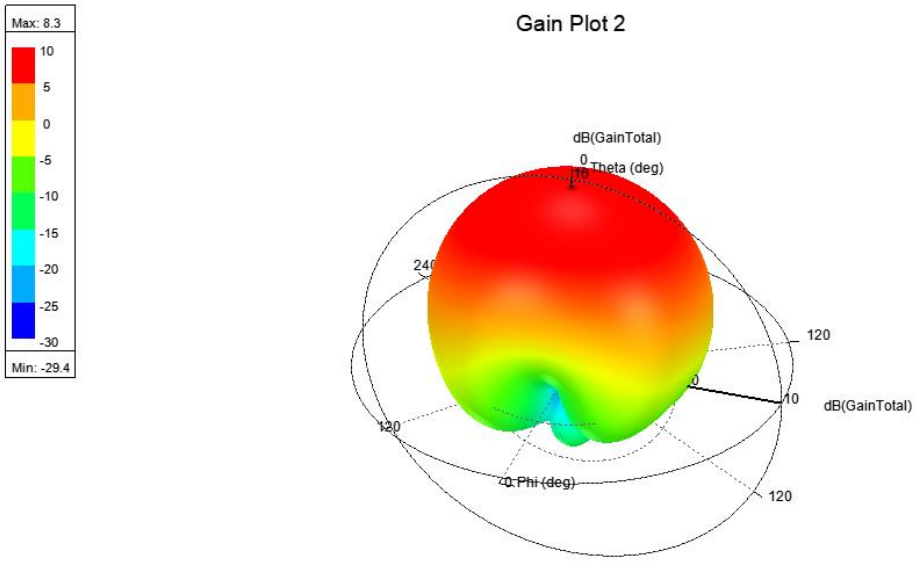


Рис.55 Тривимірна діаграма спрямованості оптимізованої дворезонаторної патч антени на другій крайній частоті (2483 МГц)

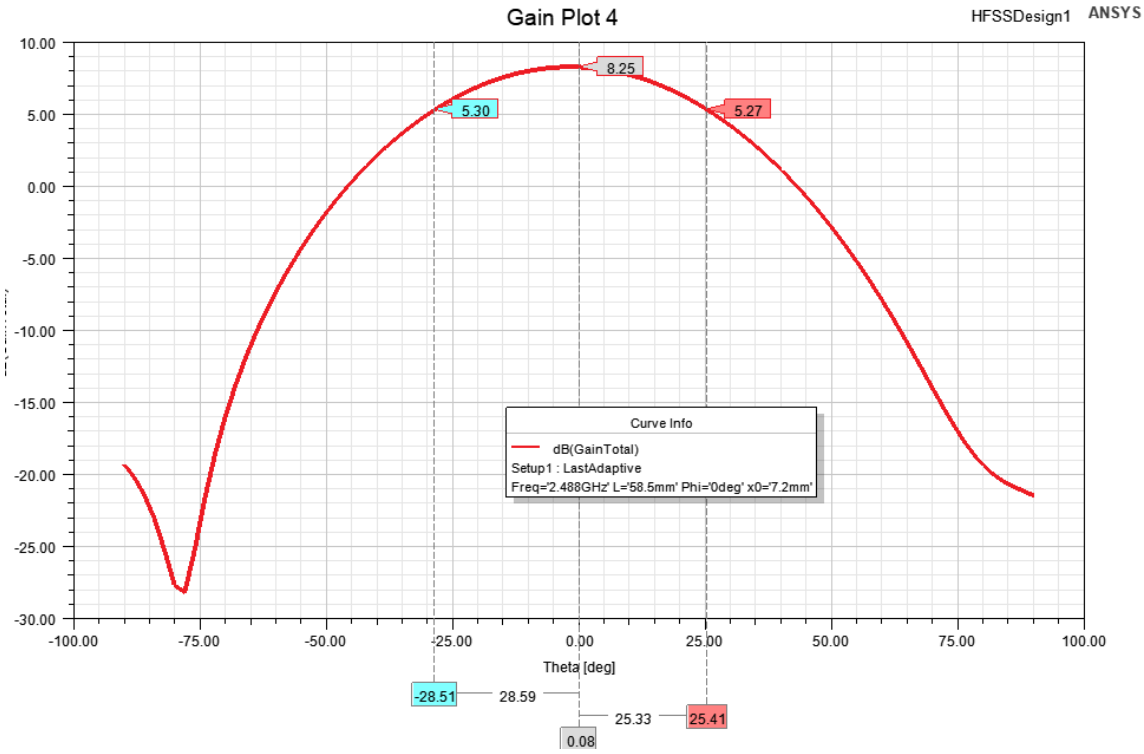


Рис.56 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на другій крайній частоті (2488 МГц)

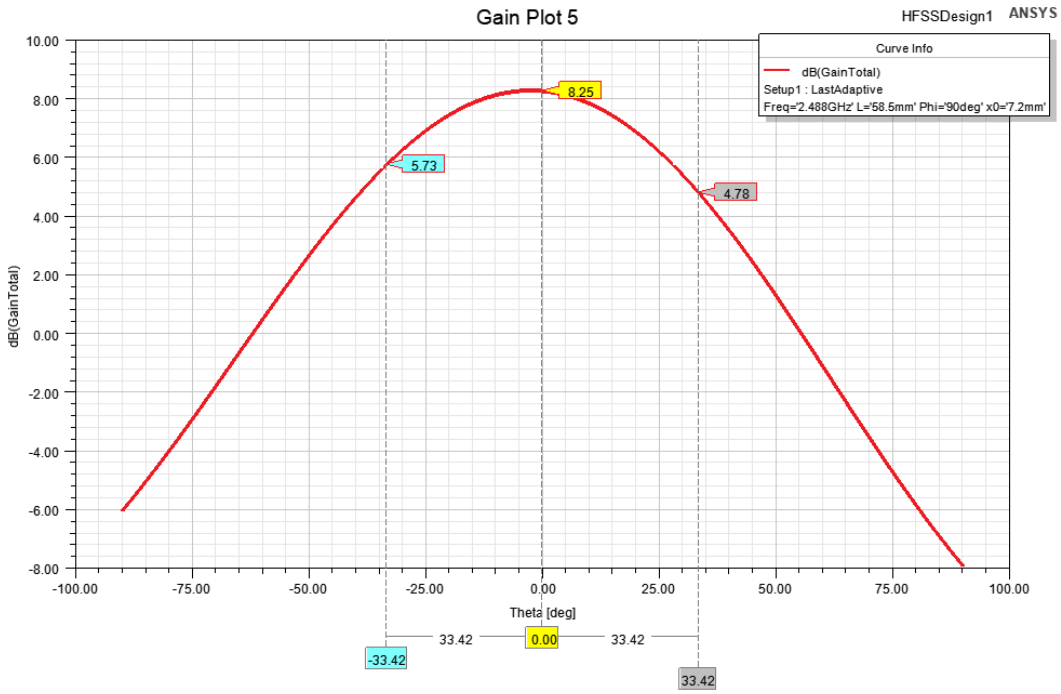


Рис.57 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на другій крайній частоті (2488 МГц)

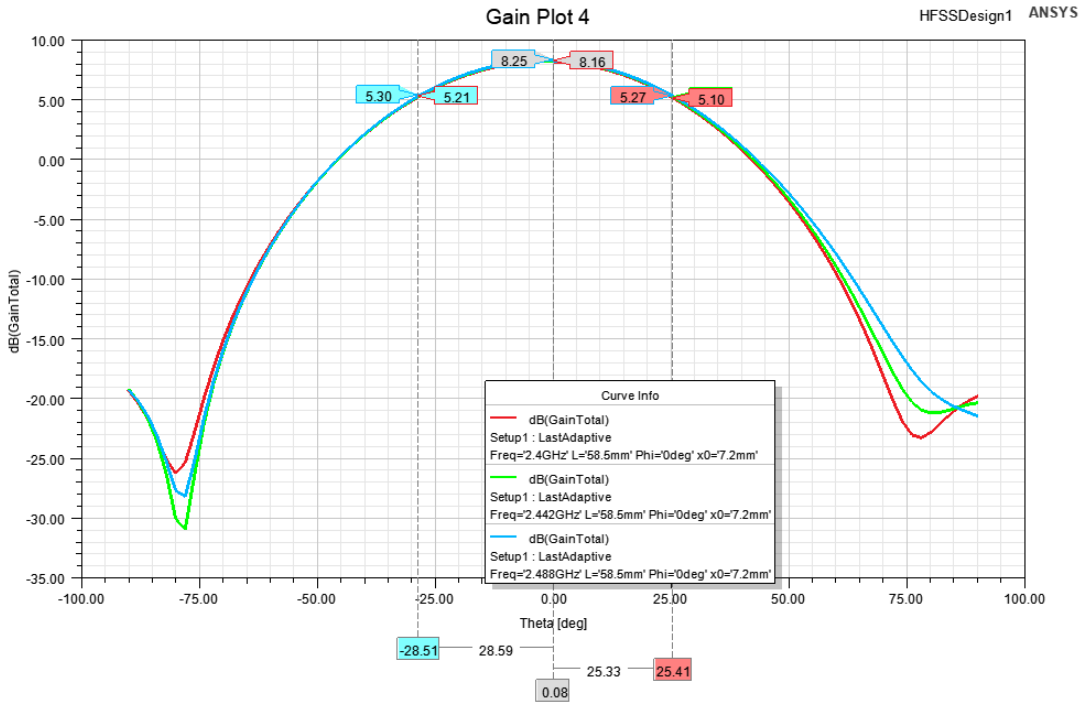


Рис.58 Діаграма спрямованості антени у Е-площині на центральній частоті та крайніх частотах (2400, 2442, 2488 МГц)

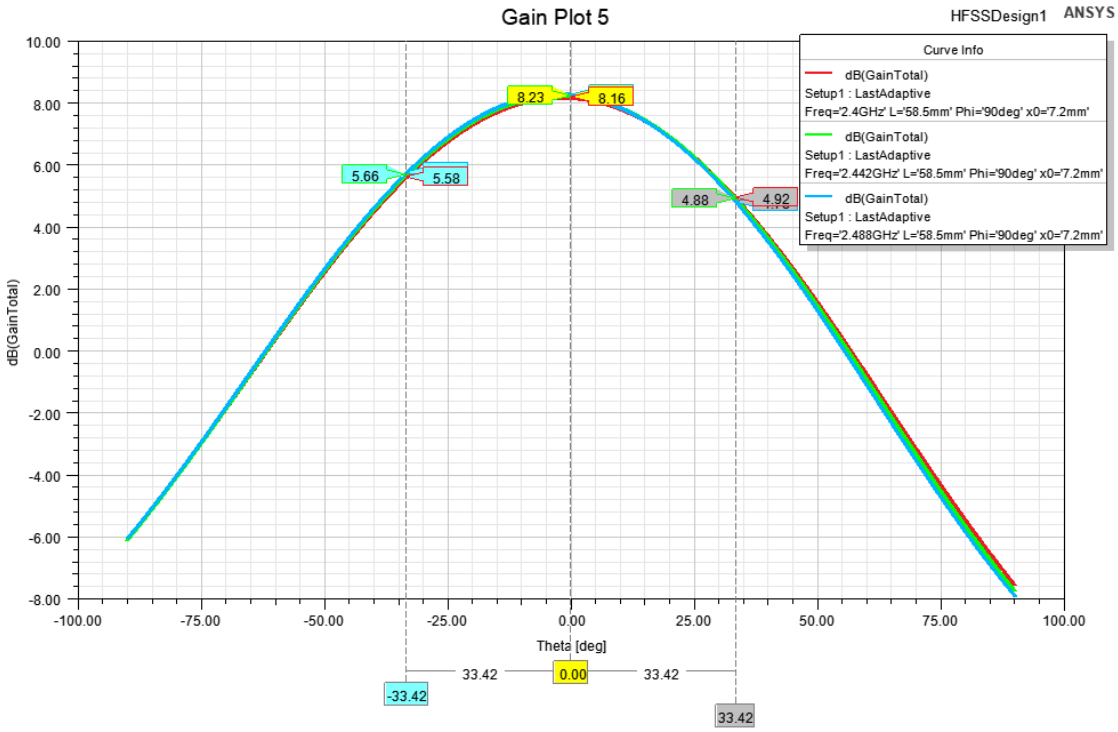


Рис.59 Діаграма спрямованості антени у Н-площині на центральній частоті та крайніх частотах (2400, 2442, 2488 МГц)

4.2 Висновки до четвертого розділу

В даному розділі було проведено моделювання, аналіз, дослідження, та оптимізіцію прямокутної дворезонаторної патч-антени шляхом перебору параметрів довжини паразитного патчу(L_{pp}) довжини патчу (L_p), відстані від випромінюючої кромки до точки узгодження вхідного опору та опору антени (d). Також тут було представлено графіки коефіцієнту відбиття (S_{11}) та КСХН (VSWR)

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

В даній роботі було розроблено прямокутну дворезонаторну патч-антену для полоси робочих частот 2.4 ... 2.488 ГГц, завдяки чому було досліджено різні види антен для даних частот, було виявлено, що патч-антени є доволі дешевими у виробництві, та досить мініатюрними при досить непоганому сигналі.

Антена, що розроблялась в даній роботі є всеспрямованою антеною з невеликою дальністю, що досить зручно для отримання сигналу Wi-Fi у приміщенні (дім, невеликий офіс, і тому інше).

До того, як було виконане основне завдання, також була розроблена прямокутна однорезонаторна патч-антена, що майже відповідала умовам завдання. Вона була потрібна, як сходинка до розробки прямокутної дворезонаторної патч-антени. Саме її параметри були розраховані та використані при початковому моделюванні прямокутної дворезонаторної патч-антени, після чого деякі параметри були змінені в цілях оптимізації.

Також було побудовано різні графіки як для однорезонаторної, так і для дворезонаторної патч-антен, такі як графіки коефіцієнтів відбиття та стоячої хвилі за напругою, а також діаграми спрямованості з їх розрізами по E- та H-площинах для центральної та крайньої частот.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Общие сведения о радиосвязи и Wi-Fi оборудовании -> 2.2.6. Типы антенн для Wi-Fi-устройств https://www.beward.ru/articles/obshhie-svedeniya-o-radiosvyazi-i-wi-fi-oborudovanii/#26
2. Устройства СВЧ и антенны: учеб. для студентов вузов, обучающихся по направлению подгот. 654200 "Радиотехника"(Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И.) http://libgen.rs/book/index.php?md5=474712373230DA1F802F9DA108E8F10C
3. Broadband Microstrip Antennas Girish Kumar, K.P. Ray http://libgen.rs/book/index.php?md5=E0309313DE6CCAA4529246559A10FA7E
4. A design rule for inset-fed rectangular microstrip patch https://www.researchgate.net/publication/228897496_A_design_rule_for_inset-fed_rectangular_microstrip_patch_antenna
5. Патч-антена https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9F%D0%B0%D1%82%D1%87-%D0%B0%D0%BD%D1%82%D0%B5%D0%BD%D0%BD%D0%B0
6. Метод скінченних різниць в часовій області https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%9C%D0%B5%D1%82%D0%BE%D0%B4_%D1%81%D0%BA%D1%96%D0%BD%D1%87%D0%B5%D0%BD%D0%BD%D0%B8%D1%85_%D1%80%D1%96%D0%B7%D0%BD%D0%B8%D1%86%D1%8C_%D0%B2_%D1%87%D0%B0%D1%81%D0%BE%D0%B2%D1%96%D0%B9_%D0%BE%D0%B1%D0%BB%D0%B0%D1%81%D1%82%D1%96