ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Пояснювальна записка

до магістерської кваліфікаційної роботи

на тему: **«МЕТОДИ ОБСТЕЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ F-ПОДІБНОЇ PIFA АНТЕНИ»**

Виконав: студент 6 курсу, групи ТСДМ-62
спеціальності 172 Телекомунікації і радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)
Бондаренко А. О.
(прізвище та ініціали)
Керівник Трембовецький М.П.
(прізвище та ініціали)
Рецензент Заїка В.Ф.
(прізвище та ініціали)
Нормоконтроль Перепелиця Н.Л.
(прізвище та ініціали)

Київ – 2019

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Кафедра Телекомунікаційних технологій

Ступінь вищої освіти Магістр

Спеціальність 172 Телекомунікації і радіотехніка
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
енергоефективних технологій
_____ Трембовецький М.П.
_____ _____ 2019 року

ЗАВДАННЯ
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Бондаренко Анастасії Олегівні

1. Тема роботи: «МЕТОДИ ОБСТЕЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ F-ПОДІБНОЇ PIFA АНТЕНИ», керівник роботи Трембовецький Максим Петрович, доктор технічних наук, старший науковий співробітник,
затверджені наказом вищого навчального закладу від _____ №_____.

2. Строк подання студентом роботи 20.12.2019р.

3. Вихідні дані до роботи:
   1. PIFA антена та її властивості.
   2. Розрахунок залежності якості передачі даних від характеристик антени.
   3. Науково-технічна література.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):
   1. Дослідити основні конструкції антен та пакети для подальшого моделювання й аналізу.
   2. Дослідити вплив розмірів пленарної інвертованої F - подібної антени на її на характеристику.
   3. Розрахунок витрат на розробку оптимізованої пленарної інвертованої F подібної антени та аналіз існуючих аналогів.

4. Розробити рекомендації з вибору оптимальних геометричних розмірів антени.

5. Перелік графічного матеріалу (назва слайдів презентації):
   1. Мета роботи;
   2. Використання PIFA антени в мобільних пристроях;
   3. Структура PIFA антени;
   4. Побудова математичної моделі антени;
   5. Дослідження параметра S11;
   6. Дослідження впливу геометричного розміру антени на характеристики випромінювання;
   7. Дослідження параметра S11 від частоти при різних значеннях довжини;
   8. Оптимізація геометричних розмірів антени;
   9. Економічна частина;
   10. Висновки.

6. Дата видачі завдання 11.09.2019

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів Магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Підбір науково-технічної літератури	29.09.19	
2.	Антени та їх властивості	05.10.19	
3.	Побудова антени в пакеті програми HFSS 15.0	15.10.19	
4.	Дослідити вплив розмірів пленарної інвертованої F - подібної антени на її на характеристику	21.10.19	
5.	Розрахунок витрат на розробку оптимізованої пленарної інвертованої F подібної антени та аналіз існуючих аналогів	30.10.19	
6.	Висновки, вступ, реферат	03.11.19	
7.	Розробка презентації	10.11.19	

Студент Бондаренко А.О.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи Трембовецький М.П.
(підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Текстова частина магістерської кваліфікаційної роботи: 86 с., 48 рис., 7 табл., 4 додатків, 46 джерел.

Об'єкт дослідження – процес визначення ефективності роботи випромінюючих пристроїв для бездротових мереж.

Предмет дослідження – пленарна інвертована F-подібна антена.

Мета роботи – створення рекомендацій для вибору оптимальних розмірів планарної інвентованої F-подібної антени для ефективного її використання в мобільних пристроях.

Методи дослідження – дослідження характеристик випромінювання пленарної інвертованої F подібної антени шляхом математичного моделювання.

Під час вирішення поставленого завдання у магістерській кваліцікаційній роботі було використано: системний підхід, методи порівняння, структурний аналіз.

В першому розділі розглянуто основні конструкції антен, які найчастіше застосовуються для бездротових пристроях зв'язку. Розглянуті пакети, які дозволяють побудувати математичні моделі антен витрачаючи мінімальний час, отримання графіків та точних значень характеристик антени. Обрано пакет за допомогою якого було проаналізована антена, що розглядається.

В спеціальній частині виконано дослідження впливу розмірів пленарної інвертованої F – подібної антени на її на характеристику.

В економічній частині проведено розрахунок витрат на розробку оптимізованої пленарної інвертованої F подібної антени та аналіз існуючих аналогів, де була виявлена його конкурентоспроможність.

Як результат було розроблено рекомендації для вибору необхідних геометричних розмірів антени, які дозволяють обирати необхідну робочу частоту антени f_0, ширину частот Δf та мінімізувати параметр S_{11} (розузгодженість антени та фідеру живлення). Данні рекомендації дозволяють обирати необхідні параметри для всіх частотних діапазонів, що використовуються в бездротовому зв’язку.

ІНВЕРТОВАНА F ПОДІБНА АНТЕНА, МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ, ОПТИМАЛЬНИЙ ГЕОМЕТРИЧНИЙ РОЗМІР, КОЄФІЦІЄНТ ВІДБИТТЯ, РОБОЧА СМУГА ЧАСТОТ.

ЗМІСТ

ВСТУП..... 10

1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ 12

1.1 Огляд сучасного стану випромінюючих пристроїв для бездротових мережах 12

1.2 Практичне застосування інвертованої антени 16

1.3 Математичне моделювання антени..... 18

1.4 Постановка задачі..... 33

1.5 Висновки 34

2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА..... 35

2.1 Моделювання антени в програмі HFSS 35

2.2 Дослідження впливу геометричного розміру D на характеристики випромінювання 38

2.3 Дослідження впливу геометричного розміру L на характеристики випромінювання 43

2.4 Дослідження впливу геометричного розміру h на характеристики випромінювання 49

2.5 Розробка рекомендацій з вибору геометричних розмірів антени 55

2.6 Аналіз основної антени та оптимізованої..... 60

2.7 Вивчення моделі вбудованої в корпус мобільного телефону 61

2.8 Висновки 72

3. ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА..... 73

3.1 Визначення трудомісткості розробки пленарної інвертованої F – подібної антени..... 73

3.2 Витрати на створення пленарної інвертованої F – подібної антени..... 76

3.3 Капітальні витрати 77

3.4 Залежність ціни удосконаленого мобільного телефону від попиту 78

3.5 Визначення економічної переваги розробленої оптимізованої антени... 79

3.6 Існуючі аналоги 79

3.7 Висновки 80

ВИСНОВКИ 81

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ 83

ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ.....87

ВСТУП

З поширенням мобільних пристроїв в нашому суспільстві, Інтернет є найбільш простим способом збору і використання персональних даних для взаємодії з об'єктами і смарт-пристроями. Будь-які нові прагнення для удосконалення прийому або передачі даних потребують удосконалення в технологіях мобільних пристроїв, зборі даних і бездротового зв'язку.

Широке застосування мобільних пристроїв в повсякденному житті кожної людини є найбільш простим способом доступу до сучасних інформаційних технологій зокрема таких як Інтернет. Тому існує потреба в досягненні стійкого прийому/передачі сигналу від абонентського пристрою до базової станції. Сучасні мобільні пристрої з ергономічної точки зору потребують використання пленарних антен які знаходяться всередині корпусу абонентського пристрою.

Спочатку коли бездротові випромінюючі пристрої застосовували вібраторні антени (напівхвильовий та четверть хвильовий вібратор). Цей тип антен і досі використовується, наприклад маршрутизаторами. Але для зручності та енергоємності склалася тенденція яка полягає в тому, що в бездротових пристроях широко застосовуються пленарні випромінюючі структури, наприклад вузькосмугові антени. Проте вузькосмугова антена має ряд недоліків, такі як вузька смуга частот, через те що вузькосмугова антена працює в режимі резонансу, та має невелику потужність на випромінювання.

Тобто необхідно вирішити питання організації якісного прийому сигналу будь-якими мобільними пристроями, що є актуальним в цій роботі. Воно має як теоретичне, так практичне значення. Серед різноманіття типів пленарних антен заслуговує на увагу F – подібна інвертована антена, яка має суттєві переваги над пленарними антенами, що так само використовуються в мобільних пристроях. Слід зазначити, що в літературі відсутній повний опис роботи такої антени. Тому дослідження цієї антени є без сумніву актуальною задачею. Велика кількість розробників девайсів зазвичай патентують F – подібні антени, данні для вибору геометричних розмірів та загальний процес, що відбувається в цій антені попадає

охороняється та недоступний як об’єкт інтелектуальної власності. Але нині інвертована антена хоч використовується в мобільних пристроях - інформація про конструювання в літературі є досить закритою. Шляхом за допомогою якого можна це здійснити є математичне моделювання інвертованої F – подібної антени. Тому метою магістерської кваліфікаційної роботи є дослідження характеристик пленарної інвертованої F – подібної антени шляхом математичного моделювання.

Нині бездротові пристрої працюють в широкому частотному діапазоні. Тому виникає потреба в дослідженні та розробці рекомендацій з вибору геометричних розмірів антен.

1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1. Огляд сучасного стану випромінюючих пристроїв для бездротових мережах

Мобільний зв'язок, бездротовий зв’язок, бездротові локальні мережі (WLAN) і технології стільникових телефонів складають сьогодні один з найбільш швидкозростаючих промислових ринків. За рахунок цього технологія переносної антени зросла разом з мобільними технологіями. Отже важливо мати правильну антену для пристрою. Правильна антена поліпшить передачу і прийом, зменшить споживання енергії і поліпшить доступність комунікаційного пристрою.

Антени, що використовуються для ранніх портативних бездротових кишенькових пристроїв, були так званими кутовими антенами. Такі антени були дуже популярні, головним чином тому, що вони прості і зручні. Вони мали все направлену діаграму в площині землі при вертикальному утриманні та посиленні, яке задовольняло специфікацій виробу.

Але з розвитком мобільних телефонів, девайсів, портативних комп’ютерів, навігаторів – тобто переносної електроніки, з'являються нові безпровідні додатки, що вимагають роботи в більш ніж однієї частотної смузі. Дводіапазонні та тридіапазонні телефони отримали популярність завдяки численним частотним діапазонам, що використовуються для бездротових прикладних програм (табл. 1.1).

У зв’язку з цим збільшилась потреба в маленькій та якісно сконструйованій антені. Вона повинна поміщатися на печатній платі пристрою і займати мінімальне місце на ній, при чому необхідно щоб вона приймала в потрібному нам діапазоні частот з коефіцієнтом відбиття не більше ніж 0.5.

Всі антени вбудовані в корпус девайсу мають кілька не позбавлені суттєвих проблем, які для не впливають на показники роботи звичайних спіральних антен, що необхідно вирішати всім розробникам антен та девайсів. В першу чергу, це – необхідність в моделюванні для різних девайсів з різними розмірами та параметрами роботи й випромінювання. Вплив направлення девайсу на вбудовану

антену може мішати її роботі, не беручи до уваги, що зазвичай телефонні пристрої тримають при розмові в долоні, яка закриває рукою весь задній корпус мобільного пристрою.

Таблиця 1.1

Частотні діапазони для деяких бездротових додатків

Бездротові технології	**Частотний діапазон (МГц)**	**Пропускна здатність (МГц)**
Cellular Telephone	824 - 894	70 (8.1%)
GSM - 900	890 - 960	70 (7.6%)
DCS - 1800	1710 - 1880	170 (10.6%
PCS - 1900	1850 - 1990	140 (7.3%)
IMT - 2000	1885 - 2200	315 (15.5%)
ISM (включаючи WLAN)	2400 - 2483	83 (3.4%)
Bluetooth	2400 - 2500	100 (4.1%)

Іншою проблемою є використання спеціальних діелектричних матеріалів для можливості урегулювання коефіцієнта скорочення, де під час щільного контакту провідника з діелектриком довжина хвилі може змінитися при різних показниках коефіцієнта діелектричної проникності – при чому цей ефект використовується для можливості зменшення фізичних розмірів резонатора. Така методика може привести до можливості утворення паразитних витоків (в спіральних антенах ця проблема не суттєво критична, тому що місцезнаходження випромінюючої частини розміщається у вільному просторі). Однак багато вбудованих антен мають проблеми з індуктивністю та ємністю випромінюючого приладу, тому узгодження з виходом підсилювача, несе велику втрат потужності та є важкою задачею для виробників.

Так само проблема вирішення ефективності роботи антени в декількох частотних смугах – це дуже важка задача. Не вдаючись в подробиці, треба звернути

увагу, що в сучасному світі розвиток технології вбудованих антен необхідно використовувати декілька антен для різних діапазонів, у випадку якщо мобільному пристрою треба підтримувати параметри з визначеними показниками для декількох діапазонах.

Так само є ще одна проблема для вбудованих антен це спрямованість. З одного боку це позитивно відображається на прийомі/передачі сигналу - максимум випромінювання завжди направлено в напрямку від голови. Але якщо погледіти з іншого боку, якщо ми маємо погане покриття і неоднакові показники зв'язку з базовими станціями в всіх напрямках (в містах таких місць достатньо багато) це часто призводить до розриву. Незважаючи на все вищесказане, у вбудованих антен є одна велика перевага - вони подобаються покупцям, оскільки зручні в користуванні.

Четверта проблема дизайну антени є її розміри, для того, щоб користувач міг почувати себе комфортно при використанні девайсу. Вона повинна бути маленькою та низькопрофільною. Маленькі антени зазвичай мають вузьку полосу пропускання імпедансу, що перешкоджає їх широкому використанні, тому важливо вивчити основні обмеження зв’язані з зменшенням розміру.

Такою антеною стала PIFA – антена (Planar Invented F-antenna). Вибір цієї антени пояснюється тим, що IFA володіє відносно широкою смугою робочих частот (до 10% від центральної частоти), відносно високою ефективністю (ставленням випромінюваної потужності що підводиться), що досягає 65%, підтримкою багатодіапазонності, малими габаритами, здатністю працювати з вертикальною і горизонтальною поляризацією.

Всеспрямованість антени PIFA при посиленні показників забезпечує достатню продуктивність для будівель, при урахування оновних значень вихідної потужності та чутливості приймачів пристроїв з короткохвильовим радіодіапазоні. Зазвичай поляризація антени більш еліптична, а не лінійна, що дуже рідко значення досягає 20 дБ. Виходячи з цього антена може отримувати поляризовані електромагнітні хвилі в будь-якому діапазоні (вертикально та горизонтально), що зазвичай наявні в приміщеннях, при чому тут деполяризація домінуюча, а вибір

допустимої поляризації не можливим. В даний час, багато бездротових системи вертикально поляризовані. Хоча було доведено, що при використанні горизонтально поляризований антен, як на приймачі так і на передавачі, результати передачі енергії на 10 дБ більше, ніж в середньому в порівнянні з потужністю, прийнятої на вертикально поляризований антені на обох кінцях. Вхідний опір PIFA може бути врегульовано, для того щоб мати відповідність значень опору навантаження без використання додаткових ланцюгів.

Значної позитивною відмінністю PIFA - це зменшенні кількості поглинання потужності електромагнітних хвиль (SAR), зниження випромінювання на людину та збільшення показників ефективності PIFA антени, де антена демонструє вдовольняючи або високі показники всіх площинах поляризації (горизонтальна та вертикальна). При чому такі можливості можуть статися в нагоді в певних бездротових мережах зв'язку, за умови що, розміщення антени не фіксоване та прийом/передача даних можливе будь-якого боку навколишнього середовища. В такому разі є необхідний параметр загального поля, тобто це сума векторів всіх площин площин поляризації (вертикальні та горизонтальні).

Від розміру пластини заземлення так само залежить і ширина пропускання смуги, що є суттєвим фактором. При зменшенні або збільшенні цих розмірів, можливо змінити смугу пропускання PIFA антени. Приклад: зменшення геометричних розмірів заземлення можливо розширити смугу пропускання розглядаємої антени. Для зменшення резонансу конструкції (і збільшення смуги пропускання), можливо зробити (утворити) щілини на площині; так само при використанні відступів підкладки антени від основи для зменшення резонансу та збільшення смуги пропускання; використання резонаторів (резонанс поруч з головною резонансною частотою); вибір розміщення та відстані між девайсами (вхід IFA і відгалуження); збудження кількох режимів, що розроблені для ближньої або дальньої комунікації, що залежить від показників; використання елементів для збільшення смуги пропускання.

1.2. Практичне застосування інвертованої антени

Антена мобільного пристрою повинна бути досить компактною і легкою, щоб розміститися в відведеному для неї просторі в конструкції смартфона. Пленарні F-образні антени є хорошим вибором для мобільних пристроїв зв'язку, оскільки вони задовольняють вимогам по малогабаритності, потужності та ефективності. Ці антени підтримують багатодіапазонний режим частот для підключення пристроїв стільникового зв'язку, WiFi, і технології Bluetooth, - що робить їх першочерговим кандидатом для таких систем як IoT-сумісних об'єктів і пристроїв. Таке використання антени дозволить нам дистанційне використання та управління інших пристроїв для дому (світло, двері гаража, тощо), роботи та на виробництві.

PIFA антену слід розглядати як комбінацію інвентарних F та короткозамкнутих прямокутних антен SC-MSA (рис.1.1). І IFA, і SC-MSA мають невелику смугу пропускання, але PIFA має достатню смугу пропускання для охоплення комунікаційних смуг, які постійно використовуються (близько 8%).

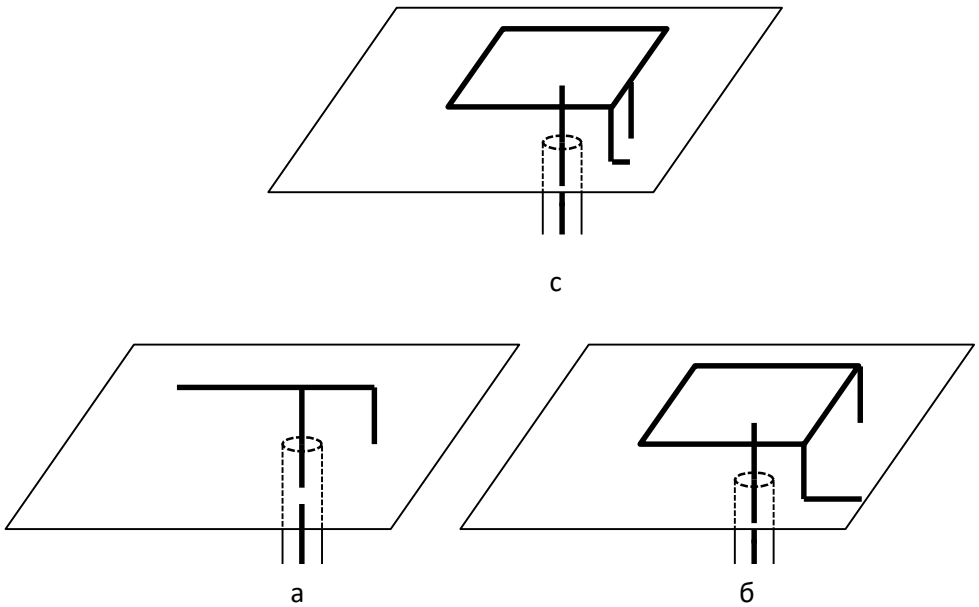


Рисунок 1.1. Порівняння IFA та SC-MSA за структурними ознаками

Антена, входить до складу мобільного пристрою (рис. 1.2) і являє собою конструкцію PIFA на PTFE – блоці (PTFE - політетрафторетилен або фторопласт), змонтовану на платі FR4, в ABS-корпусі (Acrylonitrile butadiene styrene (ABS) – термопластик), і закриту склом на композитної кремнієвій підкладці.

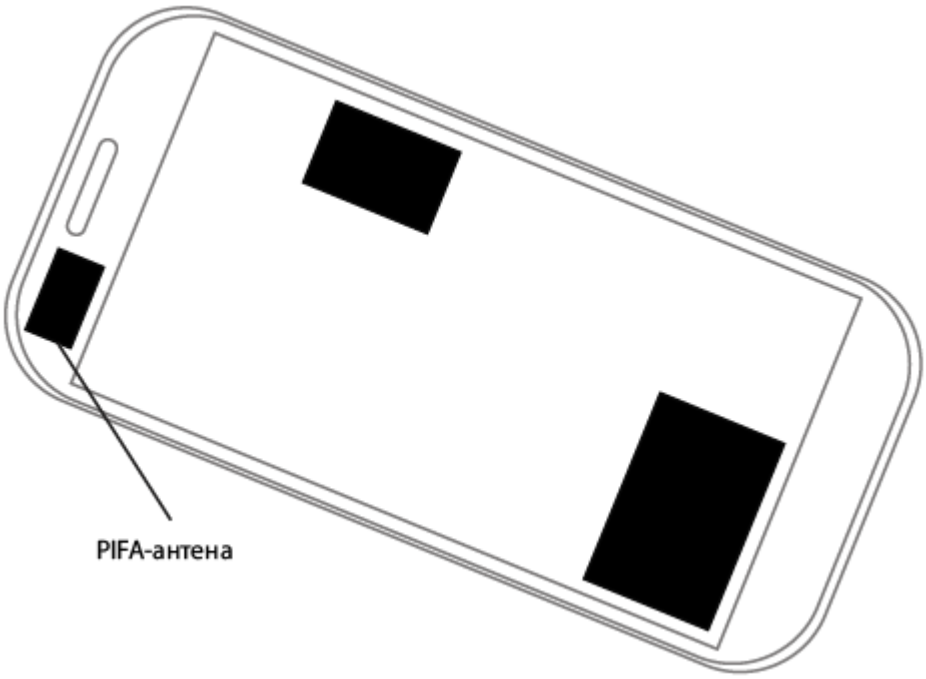


Рисунок 1.2. Приклад розміщення антени на мобільному

Сама антена складається з PTFE – блоку з нанесеним тонким мідним шаром високої провідності, із зосередженим портом між ідеально провідним (perfect electric conductor – PEC) екраном і фідерним контактом, а також, розташований по сусідству з фідером, закорочений на PEC – екран інший контакт, використовуваний для узгодження імпедансу. Для підстроювання узгодження антени до еталонного значення 50 Ом, служить також конструкційно-передбачений зазор узгодження імпедансу.

1.3. Математичне моделювання антени

Пленарна інвертована – F антена (PIFA) використовується для бездротової схеми, реалізованої в мікросмугових лініях. Формат мікросмугових антен є форматом вибору для сучасної радіоелектронної радіотехніки. Він може бути використаний для реалізації необхідних компонентів з розподіленим елементом, таких як фільтри, в той же час є економічним, оскільки використовуються ті ж методи масового виробництва, що й для друкованих плат.

Друкована інвертована F-антена може бути реалізована в класичній інвертованій формі F, як правило, з однієї сторони плати, в якій під антеною знаходиться екран (земля). Однак інший підхід - це модифікована патч-антена, тобто коротка патч-антена. У такому підході один край патча або деякої проміжної точки заземлений заземлюючими штифтами або зависанням до основної площини. Це працює за тим же принципом, що й інвертована-F антена.

З огляду на бік, можна побачити форму F (рис. 1.3), адже антенний елемент дуже широкий у горизонтальній площині.

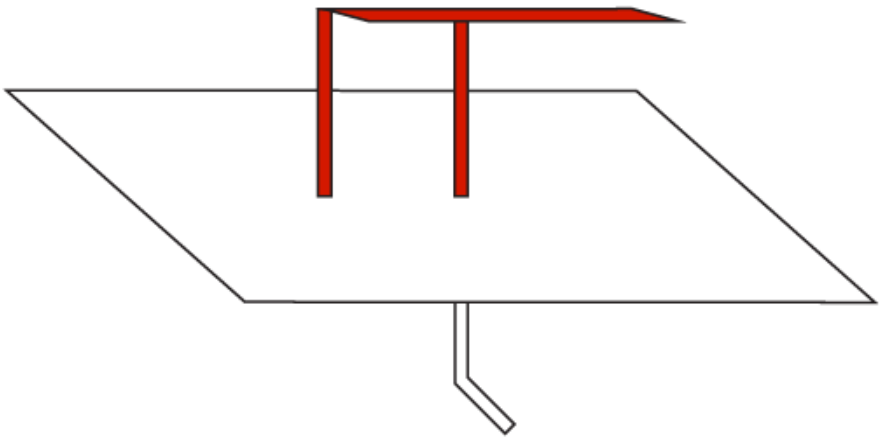


Рисунок 1.3. Пленарна інвертована F подібна антена

Скорочена патч-антена має ширшу смугу пропускання, тонкий тип лінії завдяки більшій зоні випромінювання. Як і тонкий тип лінії, коротка патч-антена може бути надрукована на тій же друкованій платі, що й інша схема. Однак вони

зазвичай надруковані на власній платі або на діелектрику, який закріплений на основній платі. Це зроблено так, щоб антена могла бути підвішена, ефективно перебувати в повітряному діелектрику і мала більшу відстань від площини землі.

Зменшення розміру антени зазвичай погіршує роботу антени. Тому важливо вивчити фундаментальні обмеження і параметричні компроміси, пов'язані зі зменшенням розміру.

Антена складається з тонкої плоскої металевої пластини ("п'ятачка"), розташованої на малому (0.01 ... 0.1)λ відстані паралельно плоскому металевому екрану. Зазор між п'ятачком і екраном може бути заповнений шаром діелектрика ($\varepsilon = 2.5 \ldots 10$, $tg\delta = 10^{-3} \ldots 10^{-2}$), а сама антена виготовлятися за технологією друкованих плат (мікросмугова або друкована патч-антена). Як правило, п'ятачок має прямокутну форму, причому відстань між випромінюючими сторонами прямокутника (довжина не випромінючої сторіни) близька до половини робочої довжини хвилі (з урахуванням ε).

Живлення антени здійснюється штирем, що проходить крізь екран (наприклад, є продовженням сигнального провідника коаксіальної лінії) і зміщеним від центру прямокутника в сторону однієї з його випромінюючих сторін, або мікросмуговою 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 з круговою поляризацією. Патч-антени найпростішої конструкції є вузькосмуговими (<5%), але спеціальні технічні рішення дозволяють розширити робочу смугу частот до 50% і більше, або будувати багатодіапазонні антени.

На рисунку 1.4 зображена схема F подібної антени.

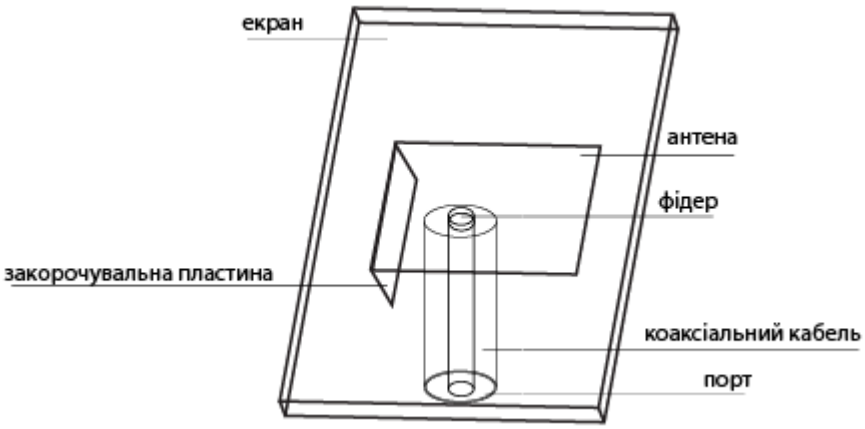


Рисунок 1.4. Схема антени

На ній ми бачимо такі елементи як:

- Екран – основа усієї схеми, грає роль заземлення;
- Закорочувальна пластина, яка з’єднує антену та екран;
- Антена;
- Фідер – джерело живлення антени;
- Коаксіальний кабель;
- Порт – місце з’єднання усієї антени з іншими пристроями (основною платою приладу).

Також звернемо увагу на позначення сторін антени (рис. 1.5).

- D – ширина закорочувальної пластини;
- h – висота закорочувальної пластини;
- L – ширина антени;
- W – довжина антени.

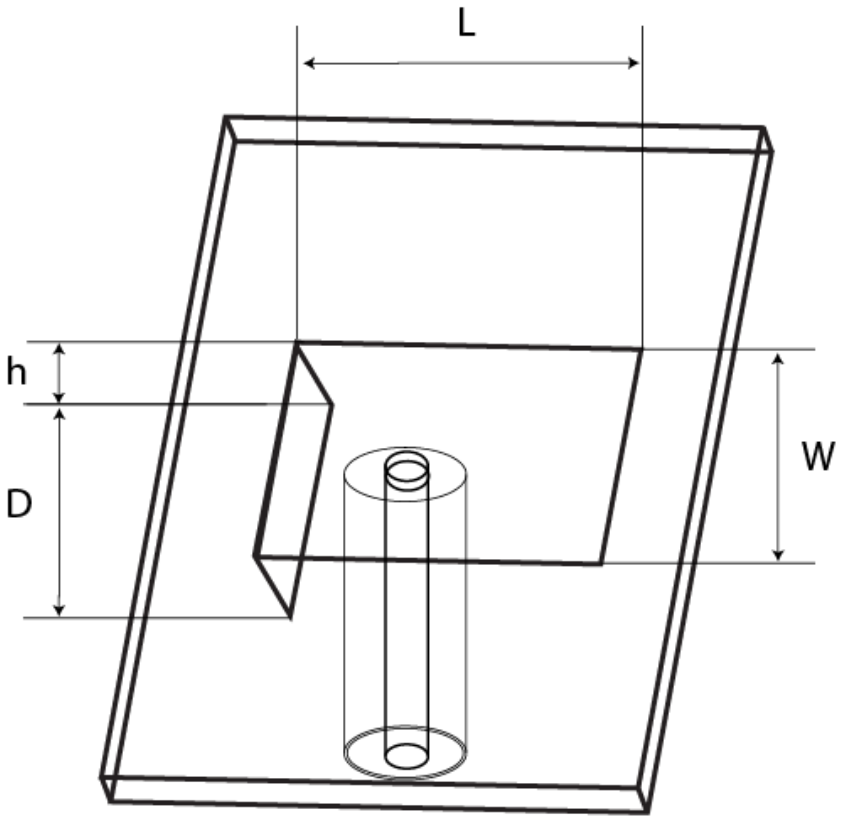


Рисунок 1.5. PIFA антена з позначенням сторін

Антена розбита на тривимірну кубічну сітку, розмір якої дорівнює Δd. Розмір обсягу аналізу досить великий, так що числові результати сходяться, так як ступінь сітки впливає на результати аналізу. Це передбачає також, що груба площина досить велика, тому її можна вважати нескінченною по протяжності.

Метод просторової мережі, запропонований Н. Йошида і ін., в кінці 1970-х років є моделлю механізму поширення хвилі, заснованого на різній формі рівнянь Максвелла. При розгляді цих рівнянь в тривимірному просторі в кожній дискретній точці кожної змінної поля присвоюється взаємна залежність між змінними, отриманими з рівнянь. Результуюча компоновка змінних така ж, як в методах FD-TD і TLM, так само як і відповідність кожного рівняння компонента в рівняннях Максвелла кожної з відповідних точок, які позначені на рис. 1.6, як A, B, C, D, E і F .

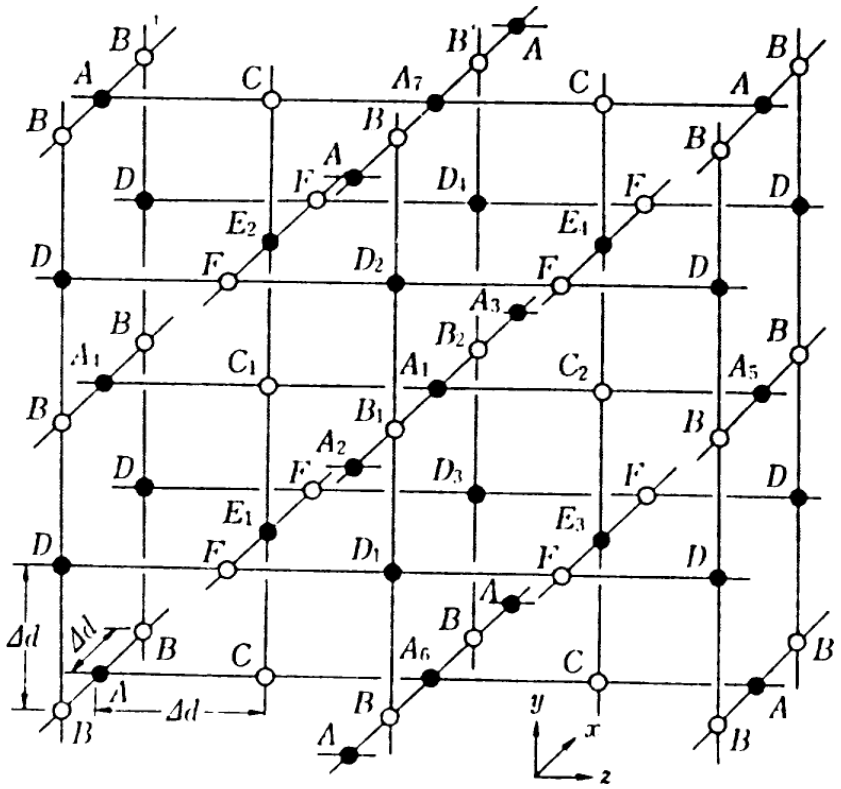


Рисунок 1.6. Тривимірна сітка кубічної решітки (d: інтервал просторової дискретизації)

У методі просторової мережі еквівалентна схема будується на наступних трьох принципах. По-перше, передбачається, що інтервал між дискретними точками є одновимірної лінією. По-друге, кожна точка розглядається як вузол, де має місце закон безперервності електричних або магнітних струмів. Нарешті, умови середовища виражаються як зосереджені елементи. Щоб реалізувати мережу на цих принципах, всі електромагнітні змінні відповідають змінним схемам на кожному вузлі. Цю відповідність показано в таблиці 2.1.

Таблиця 1.2

Відповідність між змінними поля і середніми константами, а також змінними і константами схеми в кожному вузлі в еквівалентній схемі

	Electric Node			Magnetic Node	
	Maxwell's equs.	Variables		Maxwell's equs.	Variables
A_n	$\frac{\partial H_x}{\partial z}-\frac{\partial H_z}{\partial x}=\varepsilon_0\frac{\partial E_y}{\partial t}$	$V_y\equiv E_y$	F_n	$\frac{\partial E_x}{\partial z}-\frac{\partial E_z}{\partial x}=-\mu_0\frac{\partial H_y}{\partial t}$	$V_y^*\equiv H_y$
	$-\frac{\partial E_y}{\partial z}=-\mu_0\frac{\partial H_x}{\partial t}$	$I_z\equiv -H_x$		$-\frac{\partial H_y}{\partial z}=\varepsilon_0\frac{\partial E_x}{\partial t}$	$I_z^*\equiv E_x$
	$\frac{\partial E_y}{\partial x}=-\mu_0\frac{\partial H_z}{\partial t}$	$I_x\equiv H_z$		$\frac{\partial H_y}{\partial x}=\varepsilon_0\frac{\partial E_z}{\partial t}$	$I_x^*\equiv -E_z$
D_n	$\frac{\partial H_z}{\partial y}-\frac{\partial H_y}{\partial z}=\varepsilon_0\frac{\partial E_x}{\partial t}$	$V_x\equiv E_x$	B_n	$\frac{\partial E_y}{\partial x}-\frac{\partial E_x}{\partial y}=-\mu_0\frac{\partial H_z}{\partial t}$	$V_x^*\equiv H_z$
	$\frac{\partial E_x}{\partial z}=-\mu_0\frac{\partial H_y}{\partial t}$	$I_z\equiv H_y$		$\frac{\partial H_z}{\partial y}=\varepsilon_0\frac{\partial E_x}{\partial t}$	$I_y^*\equiv -E_x$
	$-\frac{\partial E_x}{\partial y}=-\mu_0\frac{\partial H_z}{\partial t}$	$I_y\equiv -H_z$		$-\frac{\partial H_z}{\partial x}=\varepsilon_0\frac{\partial E_y}{\partial t}$	$I_x^*\equiv E_y$
E_n	$\frac{\partial H_y}{\partial x}-\frac{\partial H_x}{\partial y}=\varepsilon_0\frac{\partial E_z}{\partial t}$	$V_z\equiv -E_z$	C_n	$\frac{\partial E_z}{\partial y}-\frac{\partial E_y}{\partial z}=-\mu_0\frac{\partial H_x}{\partial t}$	$V_z^*\equiv -H_z$
	$\frac{\partial E_z}{\partial y}=-\mu_0\frac{\partial H_x}{\partial t}$	$I_y\equiv -H_x$		$\frac{\partial H_x}{\partial z}=\varepsilon_0\frac{\partial E_y}{\partial t}$	$I_z^*\equiv E_y$
	$-\frac{\partial E_z}{\partial x}=-\mu_0\frac{\partial H_y}{\partial t}$	$I_x\equiv H_y$		$-\frac{\partial H_x}{\partial y}=\varepsilon_0\frac{\partial E_z}{\partial t}$	$I_y^*\equiv -E_z$
Permittivity		$C_0=\varepsilon_0/2$	Permittivity		$L_0^*=\varepsilon_0/2$
Permeability		$L_0=\mu_0/2$	Permeability		$C_0^*=\mu_0/2$
Polarization		$\Delta C=\varepsilon_0\chi_e/2\cdot\Delta d$	Magnetization		$\Delta C^*=\mu_0\chi_m/2\cdot\Delta d$
Conductivity		$G=\sigma/2\cdot\Delta d$	Magnetic Conductivity		$G^*=\sigma^*/2\cdot\Delta d$

Для ідеалізованого випадку заземлення нескінченної протяжності антена може бути змодельована методом зображень. Однак для антени, встановленої на кінцевій площині заземлення, зовнішній край площини заземлення розсіює падаюче випромінювання у всіх напрямках і, отже, струми на площині заземлення і антени відрізняються від струмів для нескінченної площини заземлення. На зовнішньому краю площини заземлення струми на верхній і нижній поверхнях заземляючої площини рівні за величиною, але протилежні за напрямком, оскільки сумарний струм повинен бути нульовим на краю. Дифракція зовнішнього краю стає все більш значною зі зменшенням розміру заземляючої площини через збільшення величини струмів на поверхнях заземляючої поверхні на зовнішньому краї. Дифракція фронту може змінити вхідний імпеданс більш ніж на 100 відсотків

і посилення спрямованості в площині заземлення більш ніж на 6 дБ у порівнянні зі значеннями для заземлення нескінченного ступеня.

PIFA антена підтримує великий струм на нижніх поверхнях пленарних елементів та в горизонтальній площині при порівнянні з полем зверху площини елемента. У зв'язку з цим, PIFA має добрі показники для використання її за допомогою впливу зовнішніх чинників, що будуть впливати на її характеристики (приклад, долоні оператора мобільного зв'язку / тіло). Області розподілу струму антени відрізняються для різних геометричних розмірів використовуваних пластин. Розподіл струму збільшується ближче до короткого виступу і зменшуються при видаленні. Випромінювання Землі так само може призвести до помилкових випромінювань або додаткової енергії на розривах, що в свою чергу може призвести до викривлення в основної лінії, або небажаних втрат потужності. Так само можливо керувати ефектами поверхневої хвилі за допомогою фотонної забороненої зони структури (або просто щилинами в діелектрику).

Як уже зазначалося, керамічна антена - це 3D-структура, на поверхні кожної сторони якої нанесені металеві провідники певної форми. Дана конструкція може мати одну або кілька точок збудження. У ці точки на антену подається збуджуючу напругу, яка наводить у структурі випромінювання. Крім точок збудження, на друкованій антені можуть бути точки заземлення (приєднання до заземлювальної площині). Струми, наведені в цій складній конструкції, формують діаграму спрямованості і реалізують інші характеристики антени, необхідні для встановлення зв'язку з персональним комп'ютером або іншим приладом. Оскільки в результаті електродинамічного розрахунку вдається визначити розподіл струмів в системі, то їх аналіз може послужити основою для модернізації антени. В процесі проектування антени необхідно, перш за все, отримати вхідний опір, близький до 50 Ом, оскільки в цьому випадку можна буде з меншими втратами узгодити антену з вхідним підсилювачем і підсилювачем потужності передавального тракту.

Для моделювання PIFA – антени була обрана програма HFSS 15.0. HFSS, що використовує для вирішення рівнянь електродинаміки метод кінцевих елементів (Finite Element Method, FEM), що включає адаптивне генерування і розподіл

осередків. Рішення для електромагнітного поля, знайдені з рівнянь Максвелла, дозволяють точно визначити всі характеристики НВЧ пристроя з урахуванням виникнення і перетворення одних типів хвиль в інші, втрат в матеріалах і на випромінювання, тощо. HFSS надає можливості моделювання антен, подільників потужності, схем комутації, хвилевих елементів, фільтрів НВЧ і тривимірних неоднорідностей, опис яких зводиться до створення креслення структури, точному завданням матеріалу, ідентифікації портів і необхідних характеристик. В результаті розрахунку знаходяться поля всередині і поза структур, а також багатовимірні S-параметри.

HFSS містить вирішальний пристрій, який з доведеною надійністю забезпечує отримання вірних і точних результатів проектування з використанням HFSS дає високу гарантію того, що виміряні характеристики будуть такими ж, як при моделюванні.

Однак для отримання цих достовірних результатів потрібно вибрати правильні параметри розрахунку. Це відноситься не тільки до вірного креслення всіх форм, і точному завданням матеріалів аналізованої структури, а й до того якими машинними ресурсами володіє проектувальник, і як дрібно він може розбити простір на елементи декомпозиції, а також те, як швидко машина може вирішити задачу, використовуючи метод ущільнення сітки важливе значення для успіху має те наскільки обґрунтовано і правильно вибрана кількість аналізованих мод в складних елементах пристрою.

Процес проектування за допомогою HFSS включає в себе ряд стандартних кроків:

1. Створення моделі аналізованої структури, в тому числі (рис. 1.6):

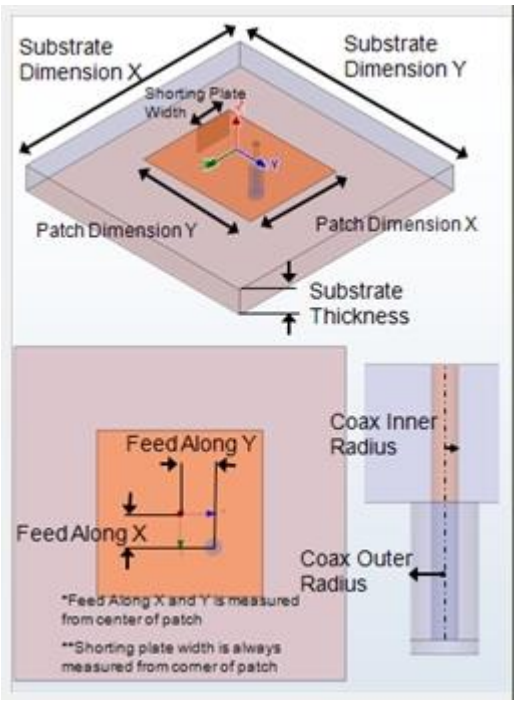


Рисунок 1.6. Створення моделі PIFA антени в програмі HFSS 15.0

- створення тривимірної графічної моделі структури (креслення);
- завдання параметрів матеріалів, з яких складається структура (рис. 1.7).

Name	Value	Unit	Evaluated Value
--Patch Dimen...			
patchX	2.94	cm	2.94cm
patchY	1.96	cm	1.96cm
--Shorting Plate			
plateW	4.94	cm	4.94cm
--Substrate Di...			
subH	62	mil	62mil
subX	10.8	cm	10.8cm
subY	4.9	cm	4.9cm
--Feed			
feedX	0	cm	0cm
feedY	-0.355	cm	-0.355cm
coax_inner_rad	0.163	cm	0.163cm
coax_outer_rad	0.55	cm	0.55cm
feed_length	2.08	cm	2.08cm
--Air Box			
Airbox_dist	4.1638	cm	4.1638cm
--Virtual Object...			
VirtualObject_...	1.2491	cm	1.2491cm

Рисунок 1.7. Параметри F подібної антени

Необхідно зауважити, що приведені параметри мають інакшу назву в порівнянні з раніше установленими, де:

- PatchX – W;
- PatchY – L;
- PlateW – D;
- Subh – h.

2. Визначення електродинамічних параметрів структури, що включає (рис. 1.8):

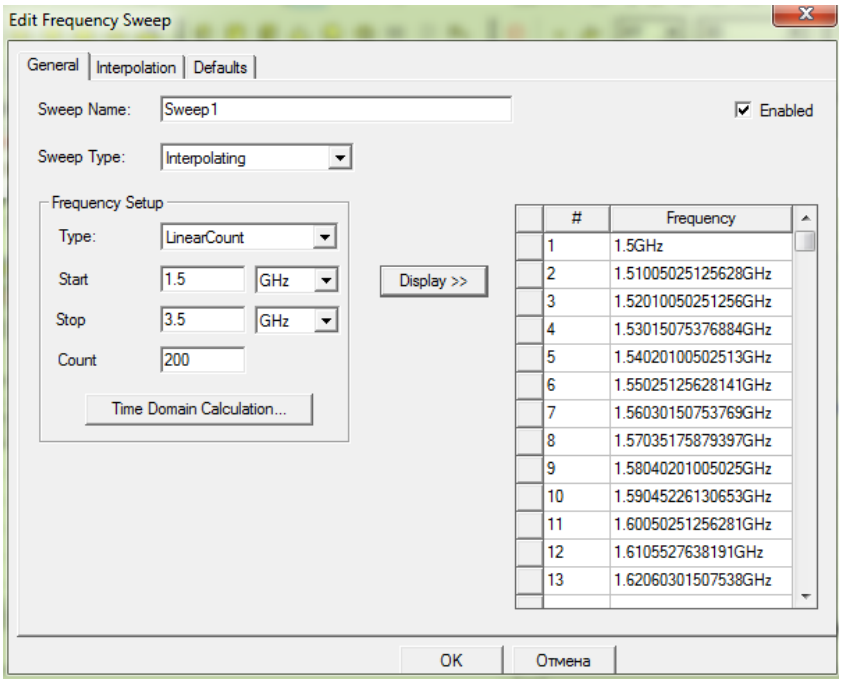


Рисунок 1.8. Визначення параметрів аналізу моделі

- завдання граничних умов на поверхнях, які формують аналізований об'єкт;
- визначення і калібрування портів;
- завдання параметрів рішення.

3. Електродинамічний аналіз досліджуваного об'єкта, в тому числі (рис. 1.9):

- аналіз об'єкта в смузі частот;
- параметричний аналіз об'єкта;
- параметрична оптимізація об'єкта.

4. Візуалізація результатів електродинамічного аналізу, що включає:

- побудова графіків в декартових, полярних координатах, діаграм Сміта, діаграм спрямованості і т.д .;
- анімація розподілів електромагнітного поля і електричного струму;
- збереження результатів аналізу в файлах даних.

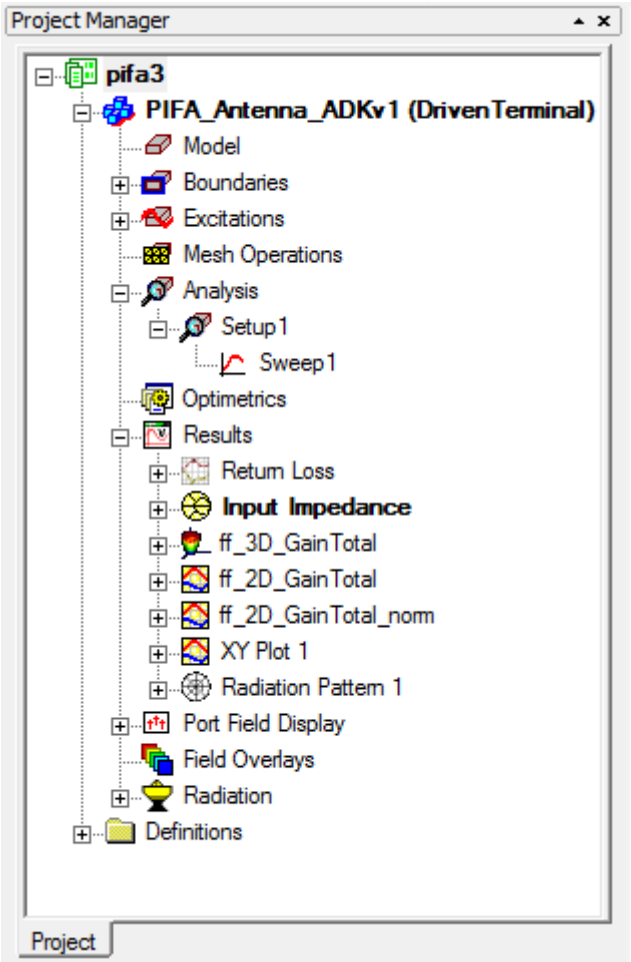


Рисунок 1.9. Структура проекту

Також було використано пакет для симуляцій CST MICROWAVE STUDIO. CST MICROWAVE STUDIO - система моделювання антен тривимірних структур. Програма призначена для швидкого і точного чисельного моделювання високочастотних пристроїв (антен, фільтрів, пленарних і багатошарових структур),

а також аналізу проблем цілісності сигналів і електромагнітної сумісності в тимчасовій і частотних областях з використанням прямокутної або тетраедральної сіток розбиття. Обчислювач в тимчасовій області моделює поширення ЕМ поля в часі і в просторі. З його допомогою розраховується передача енергії між портами або іншими джерелами збудження і / або вільним простором. Тимчасова Солвер підходить для моделювання більшості ВЧ завдань: смугових ліній, антен тощо, дозволяючи отримати результати у всьому частотному діапазоні за один обчислювальний цикл засобами перетворення Фур'є.

Обчислювач з використанням матриці ліній передач (Transmission Line Matrix TLM) виконує аналіз у часовій області, заснований на гексагональному сітковому розбитті. Доступні обчислювачем спеціальні компактні моделі щілин, зазорів, стиків, отворів і т.д., а також технологія сіткової побудови на базі октодерева роблять його незамінним в разі вирішення завдань електромагнітної сумісності, випромінювання і стійкості. Також слід зазначити, що TLM solver підтримує безліч можливостей тимчасового Transient обчислювача, і тому розділяє з ним ряд загальних класів задач (рис. 1.10).

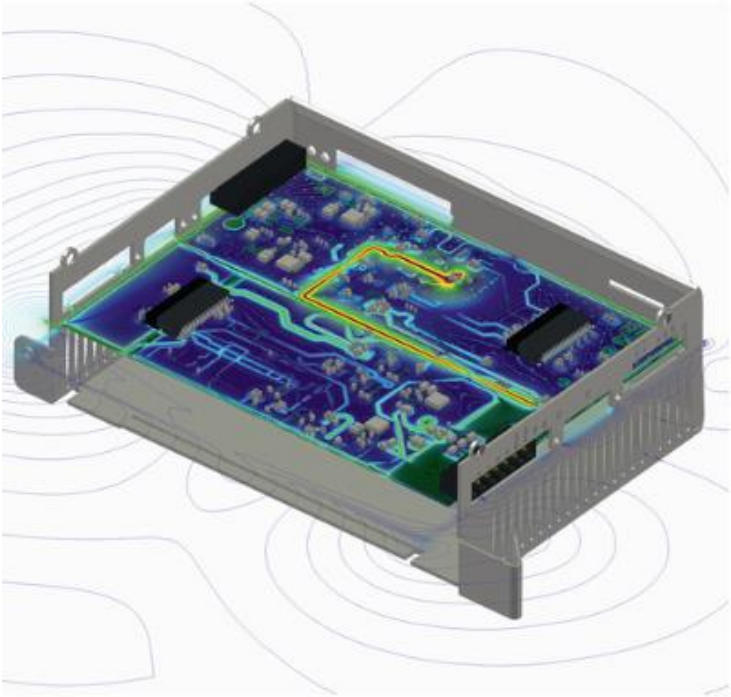


Рисунок 1.10. Зображення моделі обчислення з використанням лінії передач

Тимчасовими обчислювачами покривається широкий клас задач:

- Отримання параметрів матриці розсіювання
- Отримання розподілів електромагнітного поля для різних частот
- Отримання діаграм спрямованості і параметрів антен
- Аналіз сигналів: час наростання, перехресні перешкоди і т.д., включаючи отримання SPICE ланцюгів
- Розрахунок рефлектометрії в тимчасовій області
- Отримання ЕПР
- Підтримка дисперсних матеріалів

Frequency Domain solver - обчислювач в частотної області, який використовує розрахунок тривимірної електродинамічної задачі методом кінцевих елементів (FEM) (рис. 1.11). Моделювання здійснюється на певних частотних точках, а для отримання повного спектру використовується додавання по частоті. Дискретизація розрахункової області може виконуватися як гексагональними, так і тетрагональними елементами об'ємного розбиття. У загальному і цілому обчислювач в частотної області універсальний, тобто застосуємо для рішення широкого класу задач. При цьому необхідно зазначити, що аналіз електрично малих / високорезонансних / вузькосмугових завдань буде виконуватися частотним обчислювачем з максимальною ефективністю.

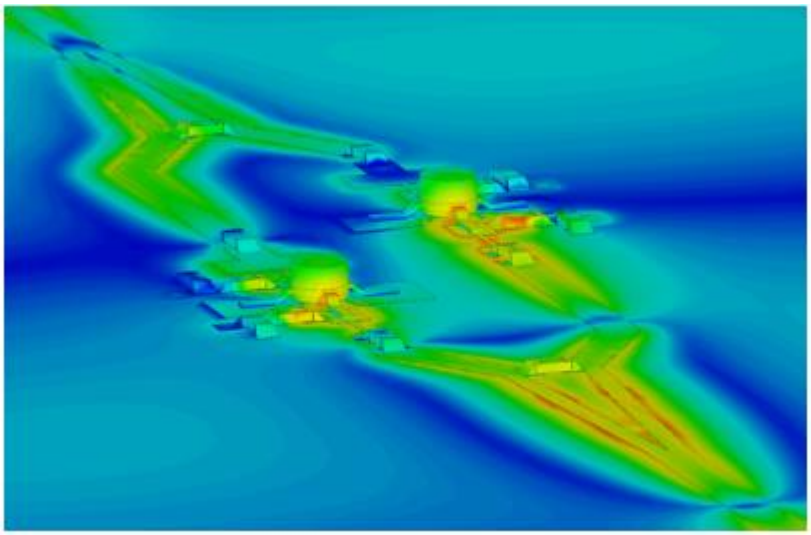


Рисунок 1.11. Зображення матриці при обчислюванні в частотної області

Результати моделювання обчислювача в частотної області

- Отримання параметрів матриці розсіювання
- Отримання розподілів поля в ближній зоні на встановлених частотах
- Розрахунок діаграм спрямованості антен і ЕПР
- Підтримка мод Флоке засобами граничних умов Unit Cell з регулюванням фазового зсуву

Integral Equation Solver - інтегральний обчислювальний модуль виконує рішення тривимірної електромагнітного завдання в частотній області методом моментів (MoM). Дискретизація моделі здійснюється засобами поверхневого сіткового розбиття, у зв'язку з чим даний модуль рекомендований для аналізу електрично великих завдань, моделювання яких методами з об'ємною дискретизацією розрахункової області буде менш ефективно. Інтегральний обчислювач застосовується для розрахунку параметрів антен на носії, обчисленню розв'язки межу джерелами і отримання ЕПР. Модулем також підтримується аналіз характеристичних мод антен (рис. 1.12).

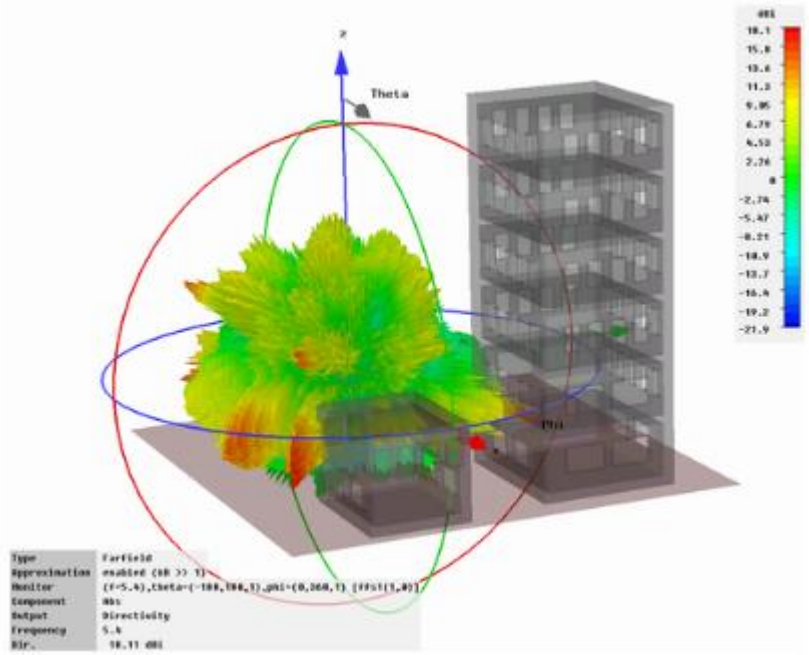


Рисунок 1.12. Зображення матриці при інтегральному обчислюванні

Multilayer Solver - обчислювач багатошарових структур призначений для проведення пленарного 3D моделювання методом моментів (рис.1.13). Модуль виконує автоматичне генерування стека шарів і побудова поверхневого сіткового розбиття. Обчислювач використовується для розрахунку пленарних антен, фільтрів, мікросмугових пристроїв, а також для аналізу характеристичних мод антен.

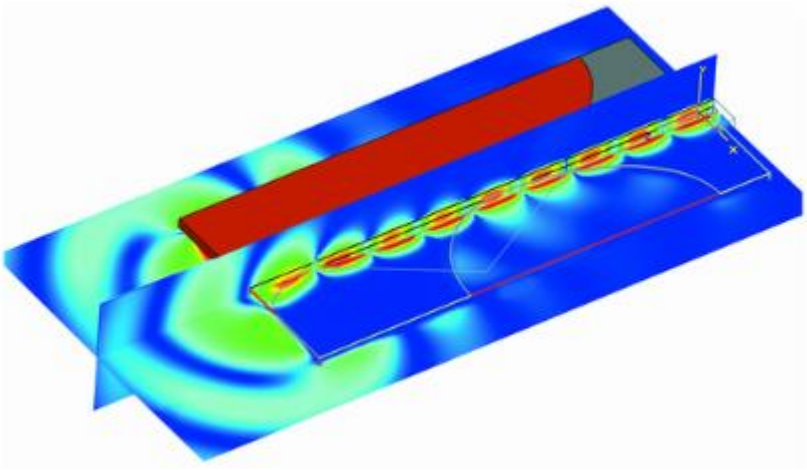


Рисунок 1.13. Зображення матриці при обчислюванні методом багатошарових структур

Filter Designer (3D) - інструмент синтезу характеристик резонаторів фільтрів. Модуль Filter Designer (3D) призначений для синтезу характеристик резонаторів фільтрів. Спочатку користувачем встановлюються проектні вимоги у вигляді порядку фільтра, робочої характеристики, а також положення нулів передачі. Відповідно до зазначеної специфікації генерується список можливих топологій розміщення резонаторів. Після вибору відповідної конфігурації пристрій автоматично обчислює матрицю коефіцієнтів зв'язку фільтра (рис 1.14).

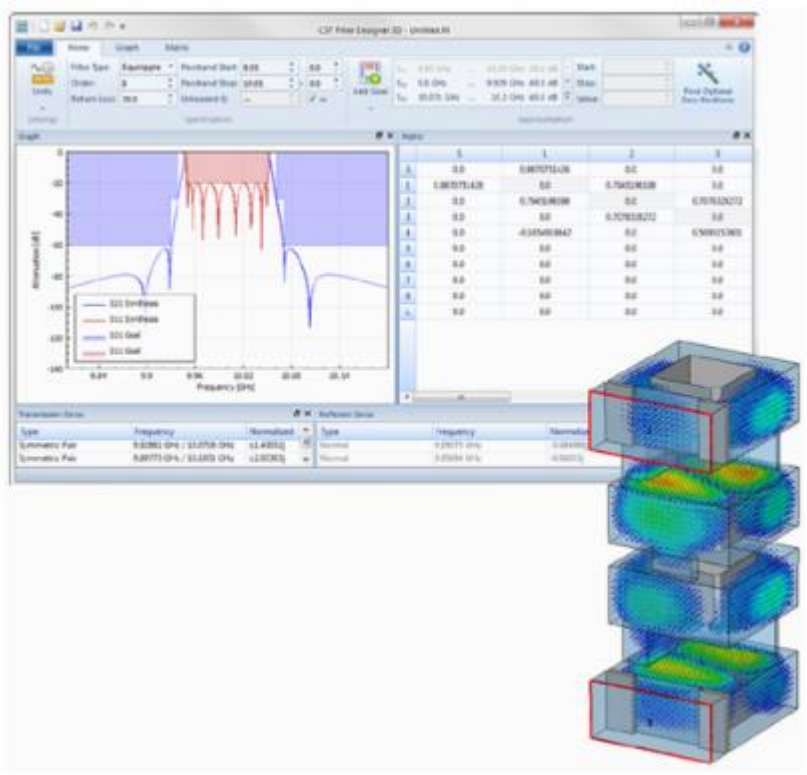


Рисунок 1.14. Зображення інструменту синтезу характеристик

1.4. Постановка задачі

З матеріалу наведеного вище видно, що антени для мобільних пристроїв повинні мати пленарну структуру. З розглянутого матеріалу вище видно, що найбільш зручними антенами для випромінюючих пристроїв можуть бути пленарні структури. Одним із типів пленарних структур є інвертована F подібна антена. Проте в літературних джерелах наведено не досить повна інформація про даний тип антен. Тому метою магістерської кваліфікаційної роботи є дослідження характеристик випромінювання пленарної інвертованої F подібної антени.

Для досягнення поставленої мети потрібно розв’язати наступні задачі:

1 Побудувати математичну модель пленарної інвертованої F подібної антени.

2 Дослідити характеристики випромінювання пленарної інвертованої F подібної антени.

3 Розробити рекомендації з оптимальних геометричних розмірів антени, за допомогою яких можна суттєво впливати на характеристики антени.

1.5. Висновки

Розглянули основні конструкції антен, які найчастіше застосовуються для бездротових пристроях зв’язку.

Розглянуто пакети, які дозволяють побудувати математичні моделі антен витрачаючи мінімальний час і отримання графіків та точних значень характеристик антени.

Було обрано апарат за допомогою якого ці антени можуть бути аналізовані.

2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1. Моделювання антени в програмі HFSS

Побудуємо математичну модуль пленарної інвертованої F – антени. Для цього використаємо пакет програм HFSS 15.0. Модель даної антени представлено з рисунку 2.1. Дана задача представляє інтерес дослідити вплив геометричних розмірів даної моделі:

- ширини L і довжини W антени,
- висоти антени h,
- ширини пластини D
- на характеристики інвертованої антени.

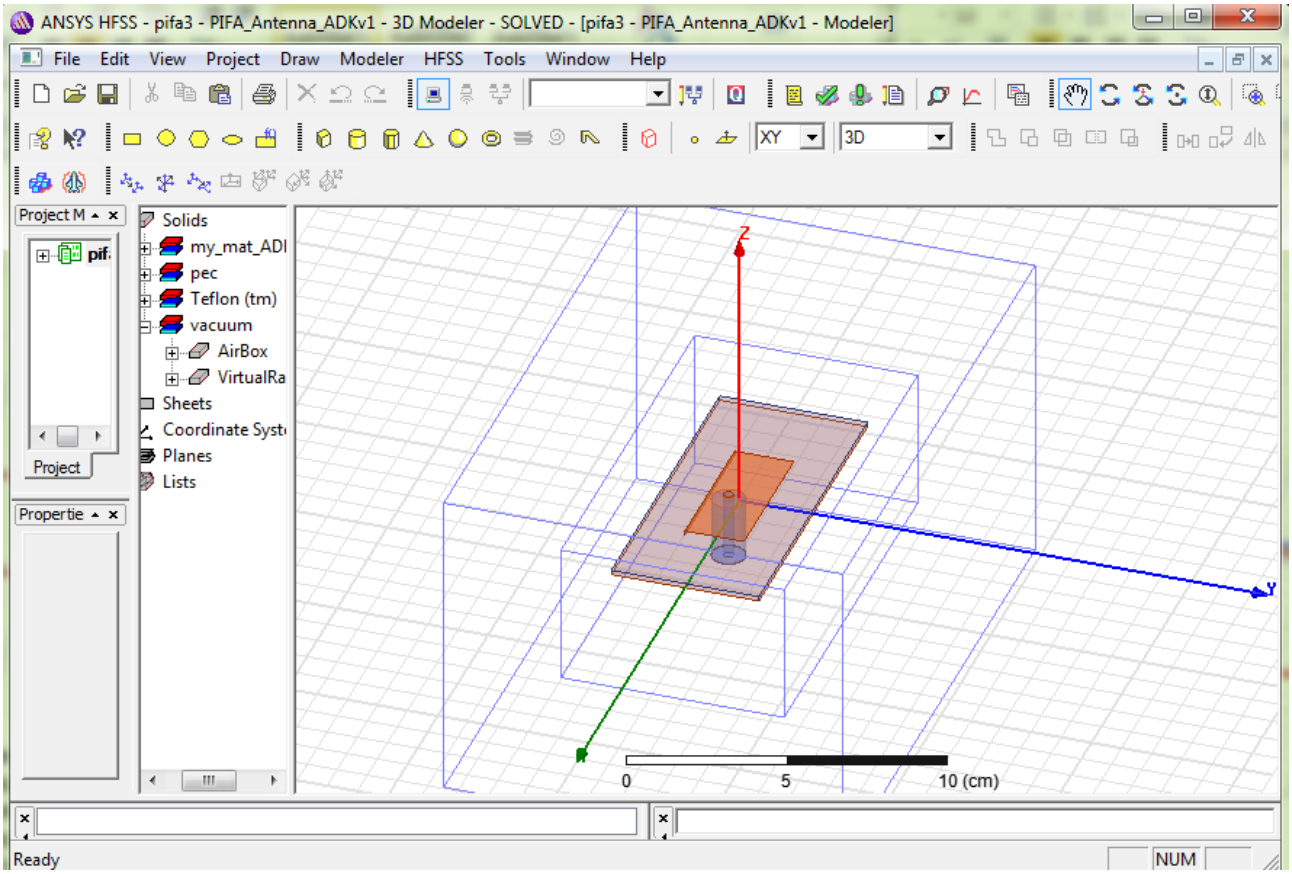
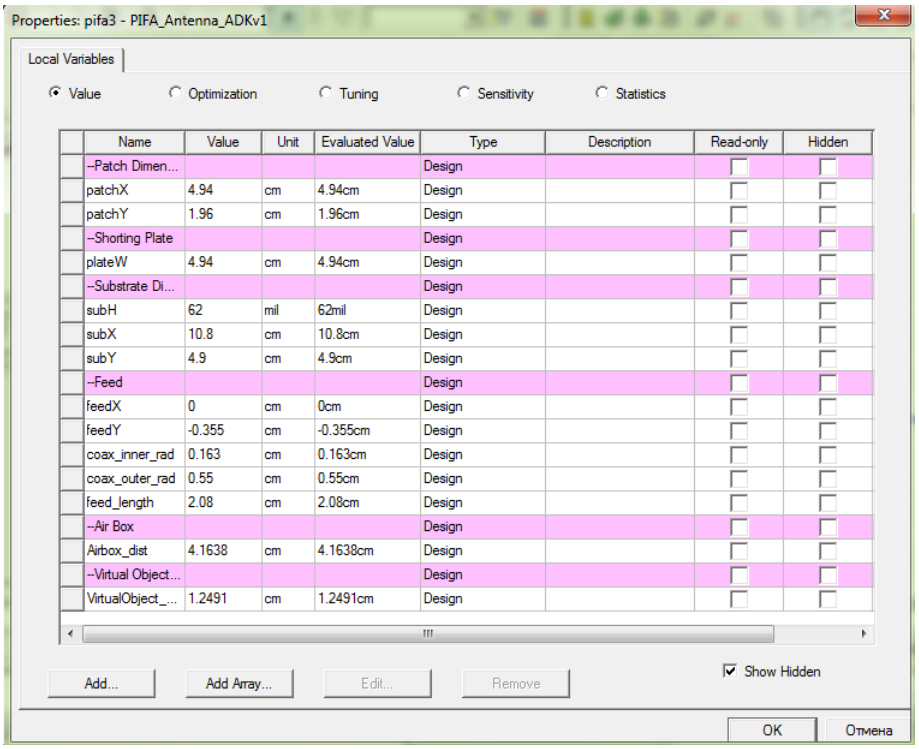


Рисунок 2.1. Модель пленарної інвертованої F – антени в пакеті програм HFSS.

Для коректної роботи побудованої математичної моделі необхідно вказати наступні параметри для обчислення:

- ширина антени L = 1.96 см,
- довжина антени W = 4.94 см,
- ширина пластини D = 4.94 см,
- висота антени h = 0.62 см.

Задані параметри указані на рисунку 2.2.



Name	Value	Unit	Evaluated Value	Type	Description	Read-only	Hidden
--Patch Dimen...				Design			
patchX	4.94	cm	4.94cm	Design			
patchY	1.96	cm	1.96cm	Design			
--Shorting Plate				Design			
plateW	4.94	cm	4.94cm	Design			
--Substrate Di...				Design			
subH	62	mil	62mil	Design			
subX	10.8	cm	10.8cm	Design			
subY	4.9	cm	4.9cm	Design			
--Feed				Design			
feedX	0	cm	0cm	Design			
feedY	-0.355	cm	-0.355cm	Design			
coax_inner_rad	0.163	cm	0.163cm	Design			
coax_outer_rad	0.55	cm	0.55cm	Design			
feed_length	2.08	cm	2.08cm	Design			
--Air Box				Design			
Airbox_dist	4.1638	cm	4.1638cm	Design			
--Virtual Object...				Design			
VirtualObject_...	1.2491	cm	1.2491cm	Design			

Рисунок 2.2. Параметри антени

Зважаючи на те що PIFA антени використовуються для найбільш вживаних застосувань, а саме: WiFi, Bluetooth, GPS, Cell, PCS – будемо задавати частотний діапазон відповідно, тому будемо проводити дослідження даної антени в діапазоні з 1.5 ГГц до 3.5 ГГц. Заданий частотний діапазон моделі зображений на рисунку 2.3

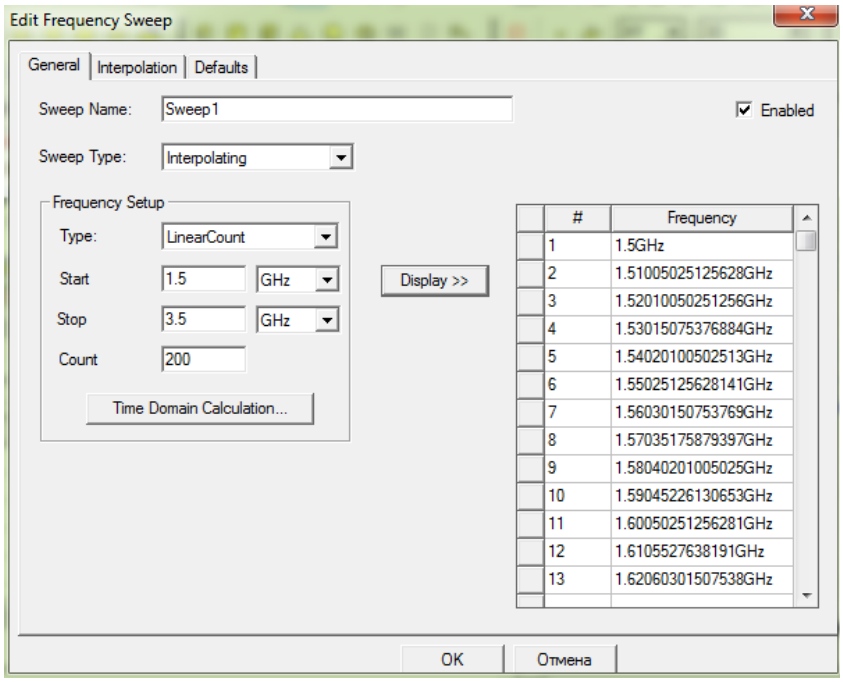


Рисунок 2.3. Частотний діапазон аналізу моделі

Відомо, що дуже важливою характеристикою антени є параметр матриці розсіювання S_{11}. Він має фізичний зміст коефіцієнту відбиття, тобто антена і фідер живлення повинні бути максимально узгоджені – коефіцієнт S_{11} має бути наближеним до 0.

Виконаємо дослідження параметру коефіцієнта відбиття S_{11} на вході пленарної інвертованої F-антени в частотному діапазоні від 1.5 ГГц до 3.5 ГГц. Результати цього дослідження наведені на рисунку 2.4.

Видно, що для даних геометричних розмірів в частотному діапазоні від 1.5 до 2.31 ГГц та від 2.38 до 3.5 ГГц антена неузгоджена з фідером живлення і на вході спостерігається коефіцієнт відбиття (величина параметра S_{11}) майже 1. Тобто антена з такими розмірами буде працювали лише на частоті 2.34 ГГц, в інших частотах для даних геометричних розмірів антена буде неузгодженою і прийом на неї неможливий, де сумарне відхилення від смуги робочих частот (2.34 ГГц) дуже мала і складає $\Delta f = 0.072$ГГц.

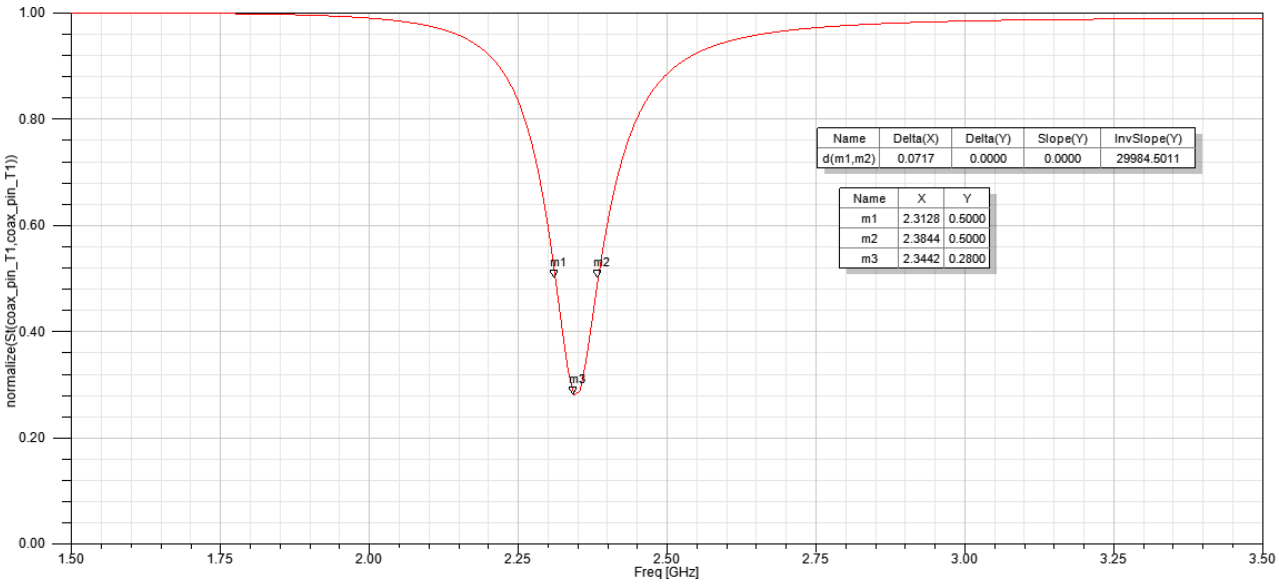


Рисунок 2.4. Залежність параметра S_{11} від частоти

Необхідно за допомогою зміни геометричних розмірів L, W, D і h розширити робочу смугу частот, де S_{11} не перевищує 0.5.

2.2. Дослідження впливу геометричного розміру D на характеристики випромінювання

Виконаємо дослідження впливу довжини пленарної інвертованої F - подібної антени D на характеристику антен. З літературних джерел Скляр [45], Хуинг [29], відомо, що співвідношення розмірів антени повинно бути дотримано згідно з формулами (2.1, 2.2, 2.3)

$$D = W \qquad L + h = \lambda / 4, \tag{2.1}$$

$$0<D/W<1 \qquad \left(\frac{D}{W}\right)^{\frac{W}{L}} * \frac{1}{L+h} + \left(1 - \left(\frac{D}{W}\right)^{\frac{W}{L}}\right) * \frac{1}{L+h+W-D} = \frac{4}{\lambda}, \tag{2.2}$$

$$W/L>1$$

$$0<D/W<1, \qquad \frac{D}{W} * \frac{1}{L+h} + \left(1 - \frac{D}{W}\right) * \frac{1}{L+h+W-D} = \frac{4}{\lambda} \qquad (2.3)$$

W/L £ 1

Оберемо ширину пластини D ≤ 4.94 см, тобто вданому випадку D буде дорівнювати W (D = W = 4.94 см).

Виконаємо дослідження впливу геометричних розмірів на характеристики випромінювання. Для дослідження виберемо шаг зменшення значення D 0.01 см (0.02 см). При цьому будемо відслідковувати зміну параметру S_{11}.

При дослідженні обчислювалось значення параметру S_{11}. Будемо вважати, що цей параметр не повинен перевищувати значення 0.5 в діапазоні досліджуваних частот. В процесі моделювання відслідковувалось мінімальне значення цього параметру та межа мінімального і максимального значення, в яких не перевищує 0.5 – такий параметр був позначений Δf.

Результати дослідження впливу розміру D на параметр S_{11} наведено в таблиці 2.1..

З аналізу даних наведених в таблиці 2.1 видно, що при зменшенні геометричного розміру D, тобто зменшенні D відносно W, спостерігаються наступні тенденції:

- ширина частот, для яких параметр S_{11} не перевищую значення 0.5 збільшується на 271.43 %.
- положення робочої смуги частот f_0 майже не змінюється і залишається на рівні f_0 = 2.34 ГГц,
- величина Δf має тенденцію до зменшення (на початковому шагу вона складала 0.072ГГц, на останньому - 0.049 ГГц), відмінність початкового значення від кінцевого складає 68.06 %.

Результати показали, що величину D = 4.94 см можна вважати оптимальною,що підтверджує результати розрахунків Minh-Chau T. Huynh [29] .

Таблиця 2.1.

Дослідження впливу розміру D на величину параметру S_{11}

№	D, cm	f_{min}-f_{max}, GHz	f_0, GHz	Δf, GHz	S < 0	Значення параметра S_{11} на частоті f_0
1	4,94	2,313-2,384	2,35	0,072	+	0,28
2	4,9	2,313-2,384	2,34	0,071	+	0,28
3	4,84	2,314-2,385	2,34	0,071	+	0,29
4	4,68	2,316-2,384	2,35	0,069	+	0,31
5	4,36	2,315-2,378	2,34	0,063	+	0,36
6	3,9	2,321-2,37	2,34	0,049	+	0,43
7	2,9	-	2,34	-	-	0,6
8	1,96	-	2,32	-	-	0,76

З рисунку 2.5 видно, що параметр S_{11} має тенденцію до лінійного зменшення на 0.1, при збільшенні геометричного розміру антени D на кожні 0.6 см.

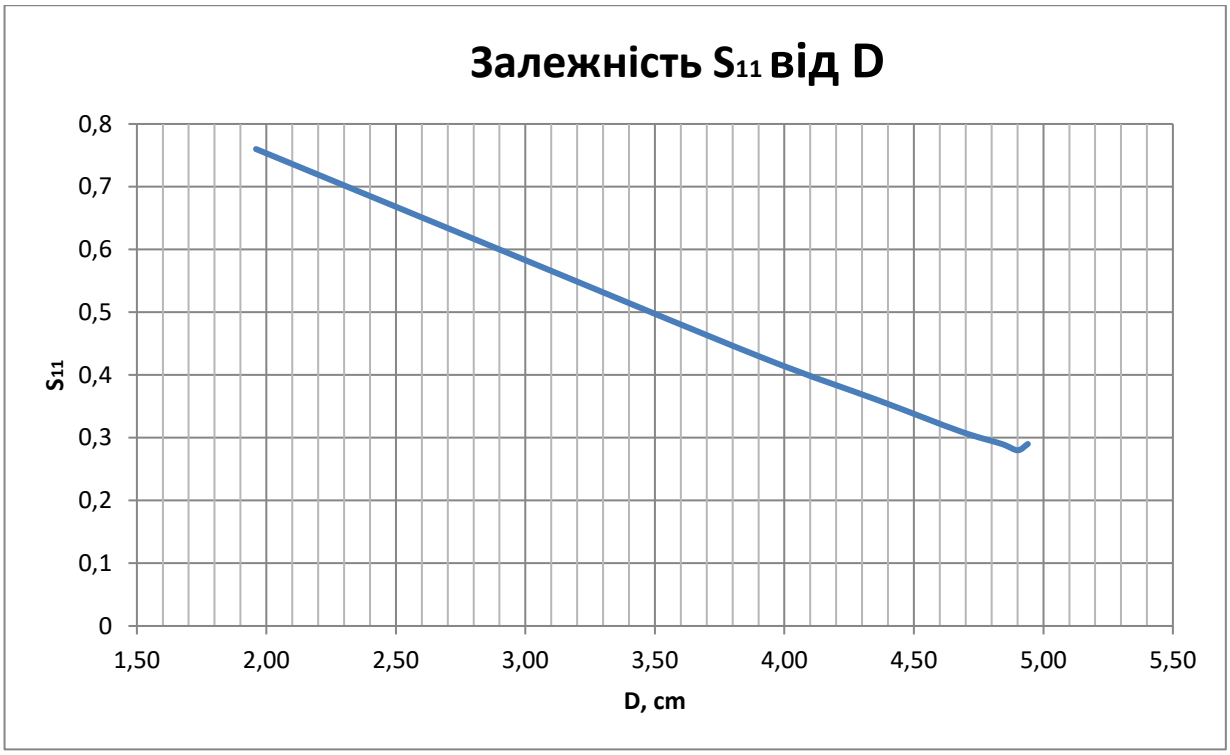


Рисунок 2.5. Залежність параметра S_{11} від геометричного розміру D

З рис. 2.6 (залежність параметра f_0 від розміру D) видно, що великих змін параметра f_0 не відбувається, отже на досліджуваний параметр S_{11} не впливає зміна довжини заземлюючої пластини.

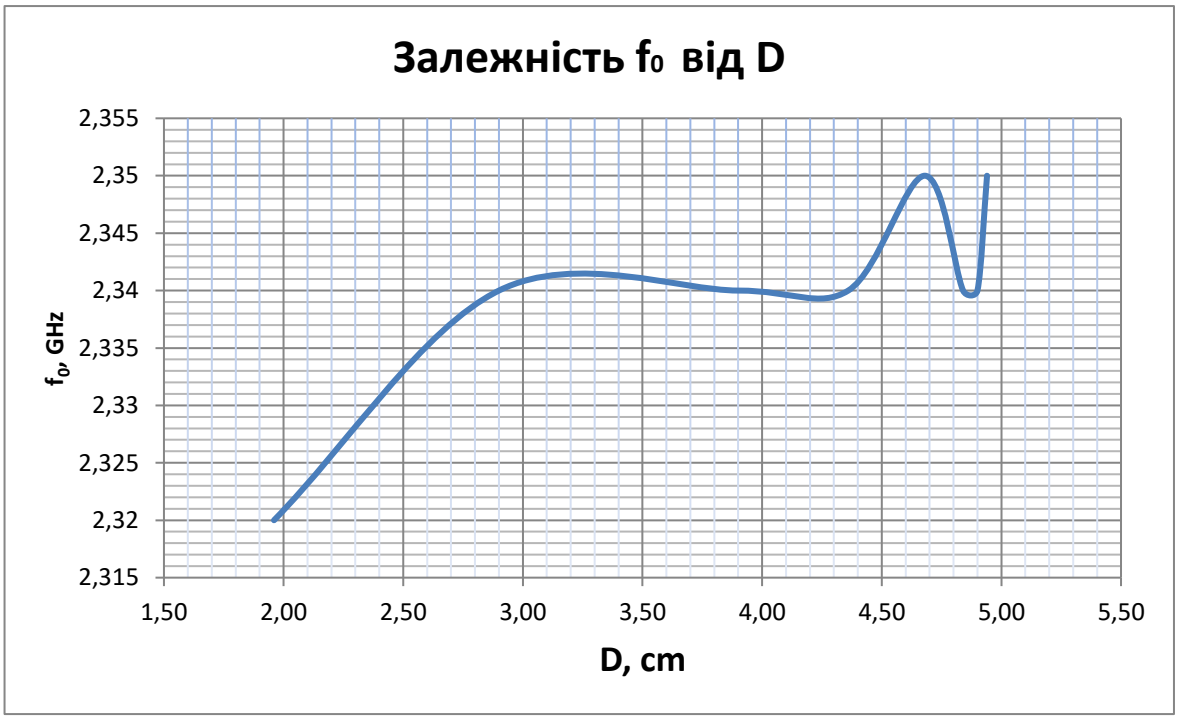


Рисунок 2.6. Залежності f_0 від D

З рисунку 2.7, який демонструє залежність діапазону частот Δf від довжини D, видно що значення Δf змінюється від 0.072 до 0.049 ГГц. В даному випадку 0.072 ГГц – це максимальне значення Δf при найбільших геометричних розмірах D.

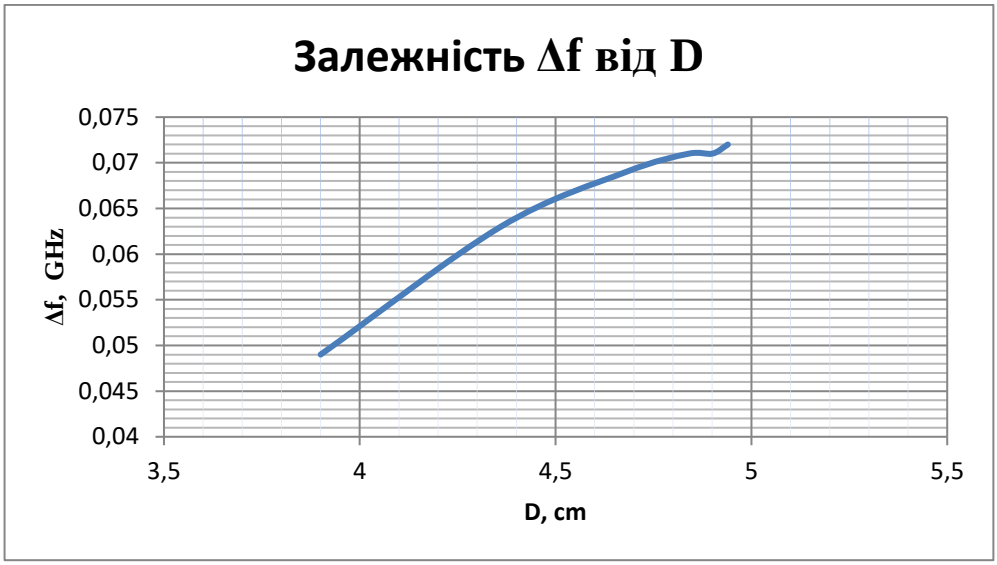


Рисунок 2.7. Залежність діапазону частот Δf від довжини заземлюючої пластини D

Таким чином, можна вважати, що оптимальним розміром є D = 4.94 см, що видно з рис. 2.8.

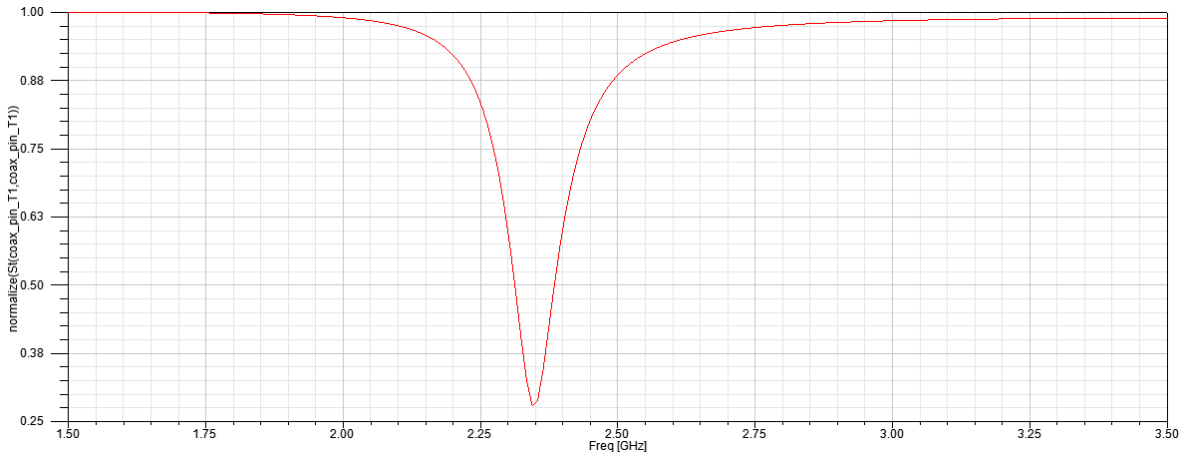


Рисунок 2.8. Залежності параметра S_{11} від частоти при D = 4.94 см

2.3. Дослідження впливу геометричного розміру L на характеристики випромінювання

Виконаємо дослідження впливу геометричного розміру L на характеристики антени, в разі збільшення та зменшення ширини антени L.

Початковою шириною L будемо вважати 1.96 см. Ширина антени не повинна збігатись з будь-яким іншим досліджуваним параметром:

$$L \neq D \neq W \neq h$$

Встановимо початковий шаг збільшення початкового значення на 0.01 см. Дослідження впливу розміру L на величину параметру S_{11} наведено в таблиці 2.2

Таблиця 2.2.

Дослідження впливу розміру L на величину параметру S_{11}, при збільшенні початкового значення L

№	L, cm	f_{min}-f_{min}, GHz	f_0, GHz	Δf, GHz	S < 0	Значення параметра S_{11} на частоті f_0
1	1,96	2.313-2.386	2,34	0,072	+	0,27
2	1,97	2,301-2,372	2,33	0,071	+	0,28
3	1,98	2,291-2,36	2,32	0,071	+	0,29
4	2	2,272-2,339	2,3	0,068	+	0,3
5	2,04	2,231-2,295	2,26	0,063	+	0,32
6	2,12	2,151-2,205	2,17	0,054	+	0,36
7	2,28	2,012-2,041	2,02	0,028	+	0,46
8	2,6	-	1,79	-	-	0,61
9	2,96	-	1,57	-	-	0,71

З наведеної таблиці 2.2, можна зробити висновок, що при збільшенні розміру L більше ніж на 2.28 см спостерігається тенденція в тому що величини f_{max} та f_{min}

майже співпадають. Це призводить до того що Δf прагне до нуля. Загальна тенденція полягає в наступному: значення параметра S_{11} в точці f_0 суттєво збільшується, наприклад: на початковому кроці воно складало 0.27, а на кінцевому 0.71, тобто на 162.96 % - що не є добре. Слід зауважити, що спостерігаються наступні тенденції в поведінці величин f_0 та Δf – зміна в сторону зменшення з кроком 0.01 ГГц для першої величини та з кроком 0.001 ГГц для другої величини, при збільшенні геометричного розміру L на 0.01 см.

Подальші обчислення не мають сенсу, тому що значення коефіцієнта відбиття становить більше установленого значення (0.5).

В таблиці 2.3 наведено дослідження впливу зменшення розміру L на величину параметру S_{11}.

Таблиця 2.3.

Дослідження впливу розміру L на величину параметру S_{11}, при зменшенні початкового значення L

№	**L, cm**	**f_{min}-f_{min}, GHz**	**f_0, GHz**	**Δf, GHz**	**S < 0**	**Значення параметра S_{11} на частоті f_0**
1	1,32	2,953-3,047	3	0,094	+	0,1
2	1,64	2,669-2,766	2,71	0,097	+	0,11
3	1,8	2,486-2,572	2,52	0,087	+	0,19
4	1,88	2,396-2,475	2,43	0,08	+	0,23
5	1,92	2,355-0,431	2,39	0,076	+	0,26
6	1,94	2,334-2,408	2,37	0,074	+	0,27
7	1,95	2,322-2,39	2,35	0,073	+	0,27
8	1,96	2.313-2.386	2,34	0,072	+	0,27

Якщо зменшувати розмір L, то спостерігаються позитивні тенденції, такі як:

1 значення параметру S_{11} в точці f_0 зменшується на 62.96 %

2 значення Δf, тобто f_{min}-f_{min}, на початковому кроці складало 0.072 ГГц, а на кінцевому 0.094 – розширилося на 30.56 %.

Проте є і негативні тенденції, а саме: різка зміна положення f_0 на частотній вісі.

В попередніх дослідженнях при зміні геометричних розмірів, наприклад D, положення f_0 майже не змінювалося. В даному випадку при зміні геометричного розміру L меншого за 1.92 см спостерігається тенденція зміни положення f_0 на частотній вісі. Вона зміщуються в бік високих частот, при чому після зміни розміру L на 1.88 см, ця зміна є суттєвою. Величина f_0 розміщується на частоті 2.43 ГГц, а при величині розміру L = 1.32 см частота f_0 складає 3 ГГц, що є не допустимим. Тобто положення f_0 змістилось в бік високих частот на 28.21 %. Так само як і при зменшенні геометричного розміру L на 0.01 см спостерігається тенденція лінійного зменшення параметрів f_0 з кроком 0.01 ГГц та Δf з кроком 0.001 ГГц.

Зобразимо основні тенденції, що встановлені під час математичного моделювання у вигляді графіків. Так на рисунку 2.9 представлена залежність параметра S_{11} (коефіцієнта відбиття) від довжини антени L.

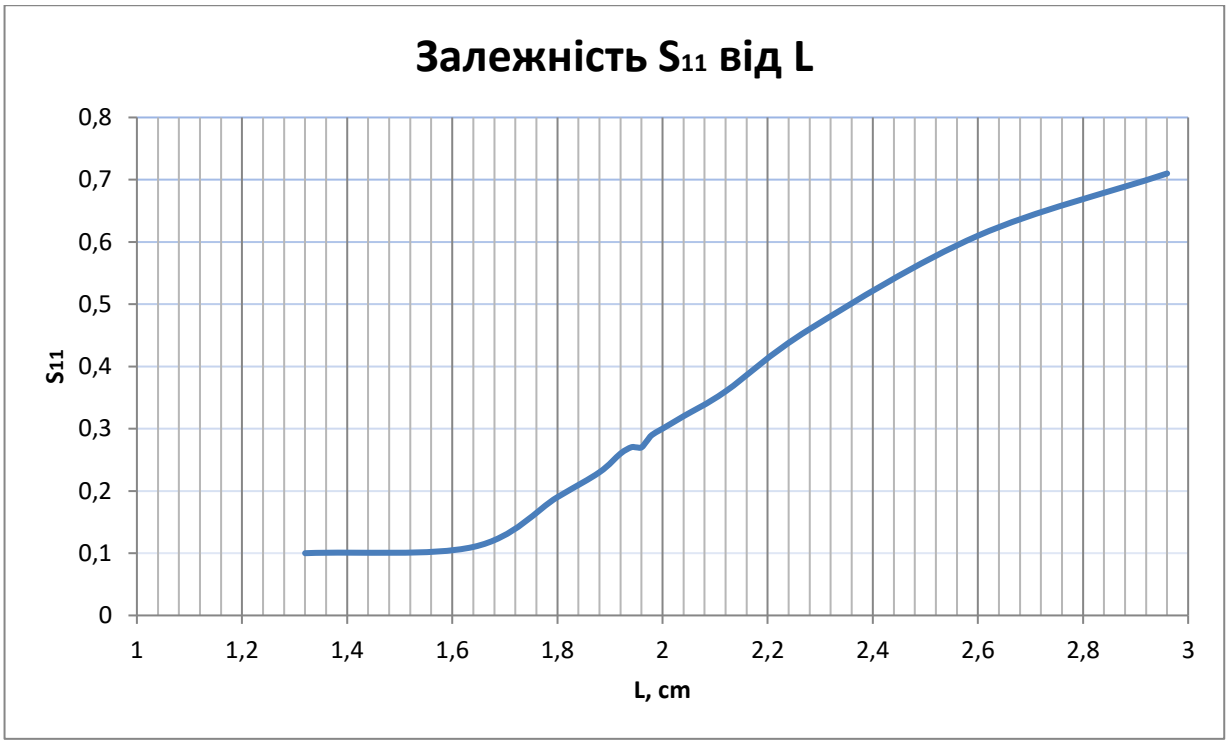


Рисунок 2.9. Залежність параметра S_{11} від ширини антени L

Основна тенденція полягає в наступному: величина параметра S_{11} збільшується (при зменшенні L). Це є негативним явищем, через те що зміщення положення частоти f_0 на частотній осі призводить до переходу антени на іншу робочу частоту.

З рисунку 2.10 видно, що при зменшенні розміру L – Δf значно розширюється. Але далі це не має сенсу, через те що розширення Δf зупиняється, а f_0 зміщується в бік високих частот. При збільшенні геометричного розміру L частотний діапазон Δf звужується, що не є технічно недопустимим.

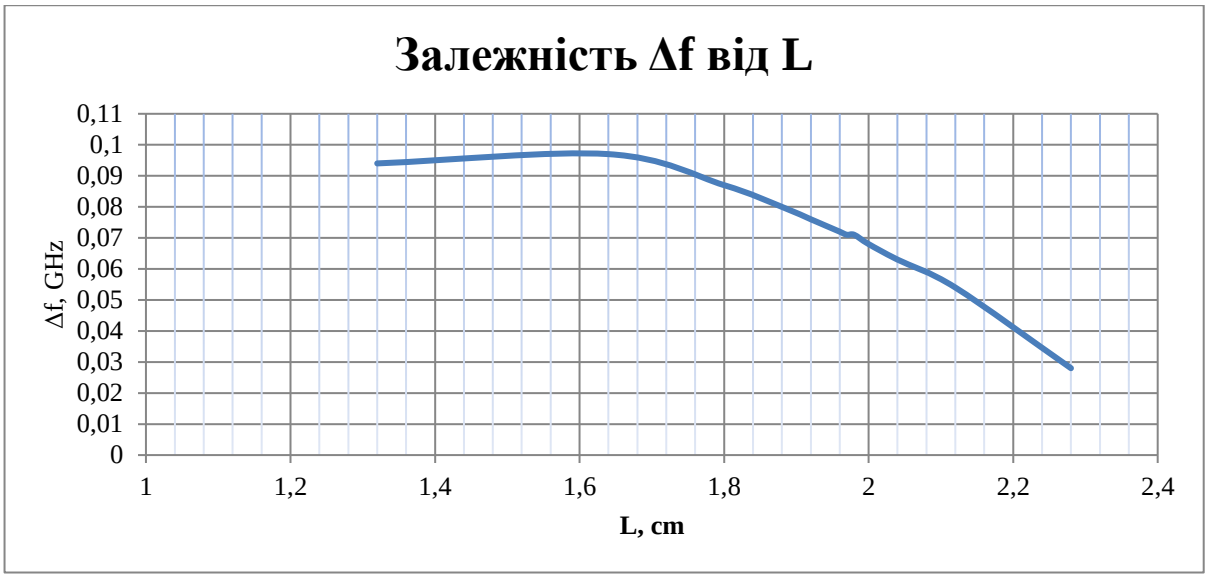


Рисунок 2.10. Залежність діапазону частот Δf від ширини антени L

З рисунку 2.11 (залежність частоти f_0 від геометричного розміру L) видно, що спостерігається тенденція лінійного переміщення частоти f_0 уздовж частотної вісі.

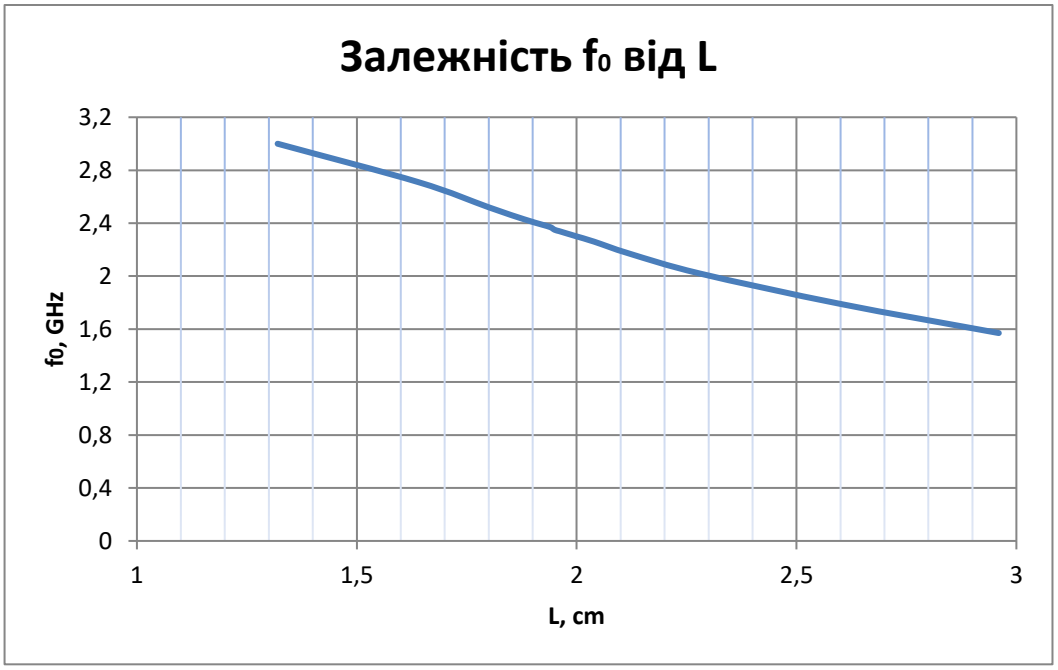


Рисунок 2.11. Залежність частоти f_0 від величини геометричного розміру L

Проаналізувавши вплив геометричного розміру L на характеристики антени робимо висновок, що цей параметр антени можна використовувати для коригування положення f_0 та вибору початкових значень f_0 на частотній вісі.

На рисунку 2.12 наведено три криві при різних значеннях L: 1.91 см, 1.96 см та 2.01 см – з кроком 0.05 см.

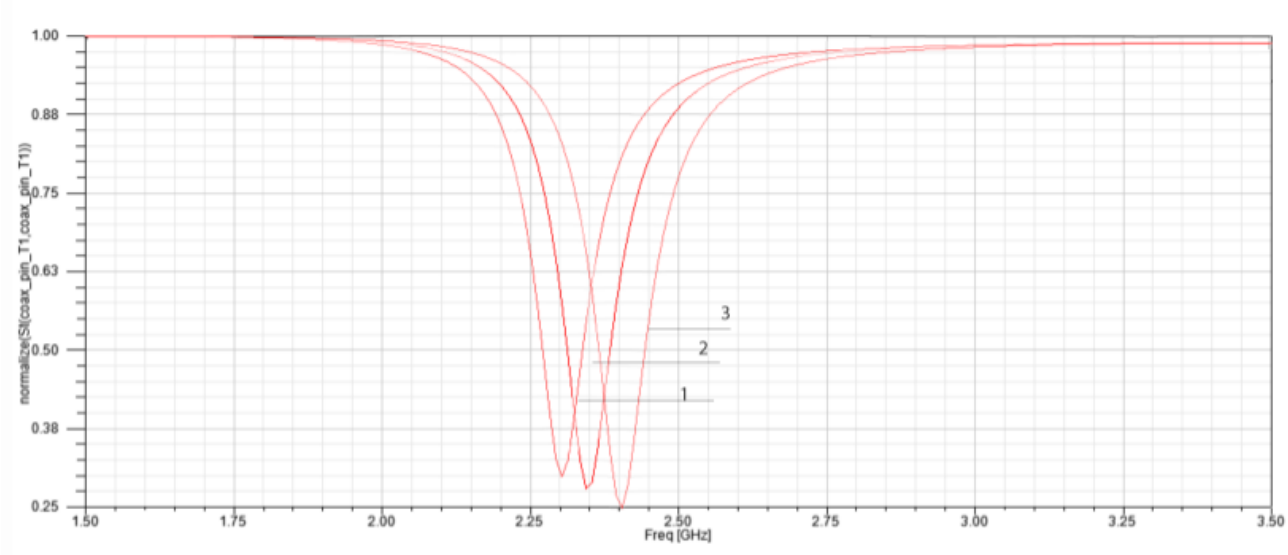


Рисунок 2.12. Залежність параметра S_{11} від частоти при різних значеннях параметра L: 1. L = 1.91 см; 2. L = 1.96 см; 3. L = 2.01 см

Таким чином отримані частоти, на які припадають мінімальні значення коефіцієнтів відбиття. Ці частоти наступні 2.39 ГГц, 2.34 ГГц та 2.19 ГГц. Тут кожне значення частоти менше за попереднє на 0.05 ГГц, що і треба було доказати.

Оптимальним значенням розміру L можна вважати 1.88 см, тобто отримана характеристика, яка найбільш близька до використовуваної частоти 2.4 ГГц (f_0 = 2.43 ГГц), тому що значення коефіцієнта відбиття S_{11} = 0.23 – що задовольняє умови передачі даних (рис. 2.13).

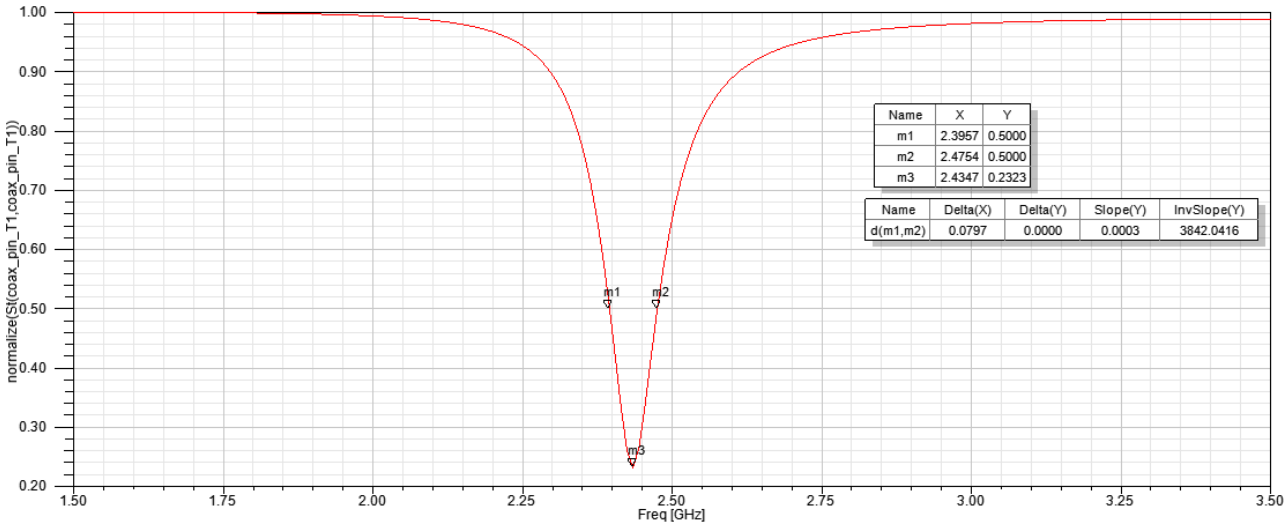


Рисунок 2.13. Залежність параметра S_{11} від частоти при L = 1.88 см

2.4 Дослідження впливу геометричного розміру h на характеристики випромінювання

Початковою висотою h будемо вважати 0.62 см. Висота антени не збігається з будь-якими іншими досліджуваними параметрами:

$$L \neq D \neq W \neq h$$

Установимо початковий крок збільшення початкового значення на 0.01 см.

З наведеної таблиці 2.4 видно, що значення коефіцієнта відображення значно зростає, якщо зменшувати висоту антени – що призводить до погіршення прийому сигналу і взагалі робить його неможливим, до того спостерігається тенденція зменшення частотного діапазону Δf та частота f_0 переміщуються вдовж вісі до низьких частот, тому можливо зменшувати лише до 0.3 см, але не менше, так як подальше зменшення не має сенсу.

Таблиця 2.4.

Дослідження впливу розміру h на величину параметра S_{11}, при збільшенні початкового значення h

№	h, cm	f_{min}-f_{min}, GHz	f_0, GHz	Δf, GHz	S < 0	Значення параметра S_{11} на частоті f_0
1	0,01	-	1,94	-	-	0,9981
2	0,3	2.356-2.391	2,37	0,035	+	0,33
3	0,46	2,336-2,389	2,36	0,054	+	0,31
4	0,54	2,326-2,388	2,35	0,063	+	0,29
5	0,58	2,317-2,385	2,35	0,067	+	0,29
6	0,6	2,315-2,385	2,34	0,07	+	0,29
7	0,61	2,314-2,384	2,34	0,071	+	0,28
8	0,62	2.313-2.386	2,35	0,072	+	0,28

В таблиці 2.5 наведені отриманні значення характеристик антени при збільшенні розміру h.

Коли h збільшується, то спостерігається тенденція зменшення значення параметра S_{11}. В даному випадку воно сягає мінімального можливого значення – 0.01 при h = 2.22 см, а в процентному відношенні це становить зменшення коефіцієнта відбиття на 96.43 %. Ще одним з позитивних факторів є: значне розширення діапазону частот Δf на 179.17 %. При чому спостерігається і негативна тенденція, а саме: зміщення несучої частоти f_0 по частотній вісі в бік малих частот.

Таблиця 2.5.

Дослідження впливу розміру h на величину параметра S_{11}, при зменшенні початкового значення h

№	h, cm	f_{min}-f_{min}, GHz	f_0, GHz	Δf, GHz	S < 0	Значення параметра S_{11} на частоті f_0
1	0,62	2.313-2.386	2,35	0,072	+	0,28
2	0,63	2,310-2,383	2,34	0,072	+	0,27
3	0,64	2,307-2,382	2,34	0,074	+	0,27
4	0,66	2,305-2,382	2,34	0,076	+	0,27
5	0,7	2,300-2,381	2,33	0,081	+	0,27
6	0,78	2,285-2,375	2,32	0,09	+	0,25
7	0,94	2,259-2,367	2,31	0,107	+	0,22
8	1,26	2,202-2,340	2,26	0,138	+	0,16
9	1,58	2,145-2,309	2,22	0,164	+	0,1
10	1,9	2,089-2,272	2,17	0,184	+	0,05
11	2,22	2,037-2,231	2,12	0,194	+	0,01
12	2,54	1,991-2,192	2,07	0,201	+	0,06
13	2,86	2,943-2,142	2,03	0,198	+	0,09
14	3,5	1,850-2,026	1,92	0,176	+	0,15
15	4,78	1,708-1,832	1,76	0,124	+	0,27
16	6,06	1,619-1,700	1,66	0,082	+	0,4

Слід зауважити, що при досягненні значень h більших за 2.22 значення показника S_{11} знов збільшується, а Δf що не дає змогу далі збільшувати висоту антени.

З рисунку 2.14 видно, що значення мінімального коефіцієнта відбиття зменшується до нуля, де h становить 2.22 см, але далі починає лінійно зростати.

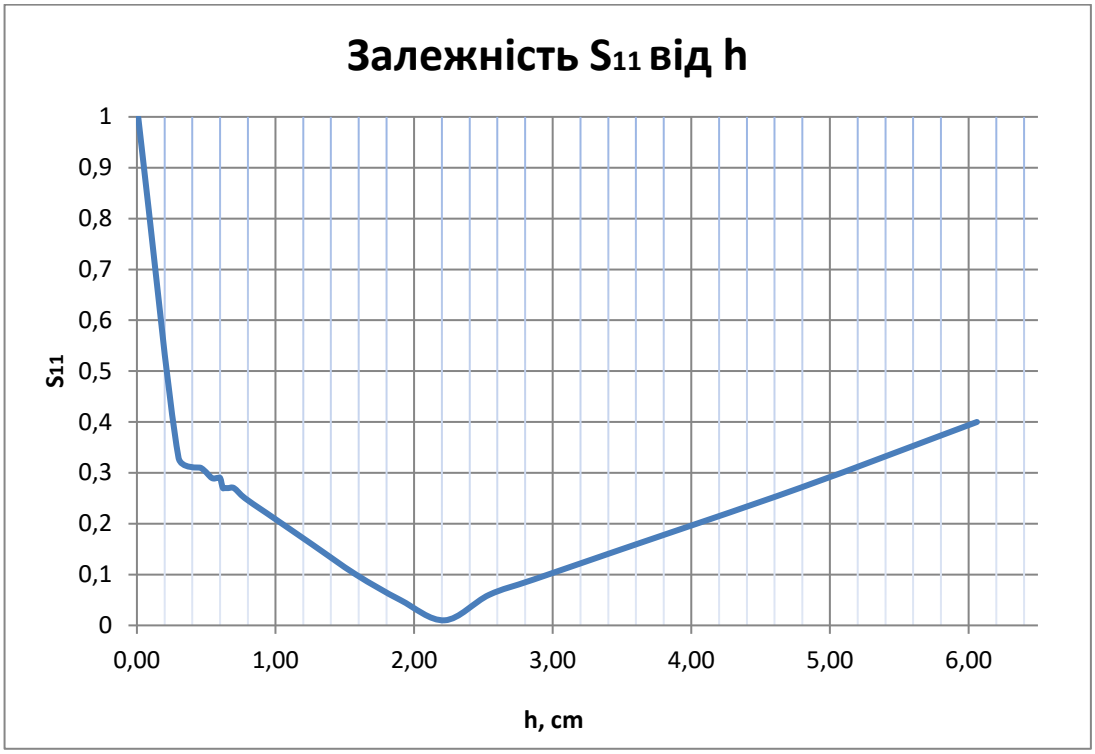


Рисунок 2.14. Залежність параметра S_{11} від h

Отже за допомогою висоти антени h можливо коригувати або обирати значення параметра S_{11}, який являється одним з основних параметрів антени.

На рисунку 2.15 зображена залежність S_{11} від частоти f_0 при різних значеннях h.

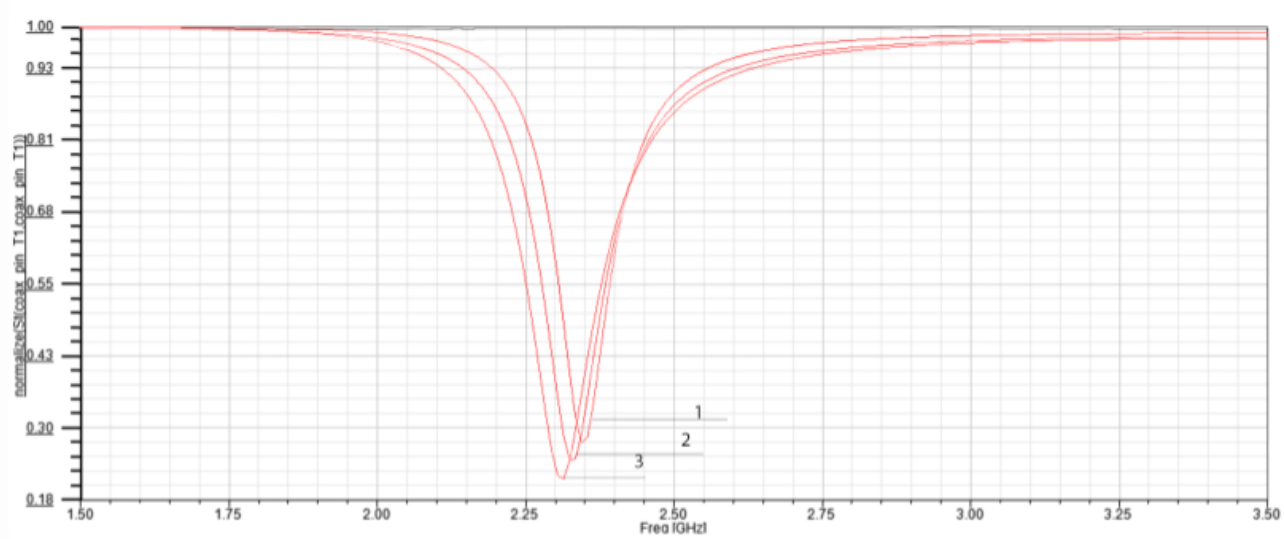


Рисунок 2.15. Залежність параметра S_{11} від частоти f_0 при різних значеннях параметра h: 1. h = 0.62 см; 2. h = 0.78 см; 3. h = 0.94 см

На ньому зображений графік з 3-ма кривими, які мають різні висоти антени 0.62 см, 0.78 см, 0.94 см, з шагом Δh = 0.16 см, та різне значення коефіцієнта відбиття 0.27, 0.25, 0.22. При чому звертаємо увагу на те, що при попередніх дослідженнях інших параметрів була пропорційність, а тут вона не спостерігається.

При різних значеннях розміру h, які відрізняються один від одного з кроком Δh = 0.16 см – ширина смуги частот Δf набуває різні значення, а саме 0.072 ГГц, 0.09 ГГц та 0.107 ГГц.

Таким чином при зі збільшенням Δf покращується якість прийому антени за рахунок збільшення ширини смуги частот.

З рисунку 2.16 залежності діапазону частот від висоти антени, спостерігається аналогічний вплив на Δf як і на S_{11} (рис. 2.15) при зміні розміру h, а саме при висоті 2.22 см Δf має максимальне значення, а при збільшенні або зменшенні висоти починає частотний діапазон починає звужуватися.

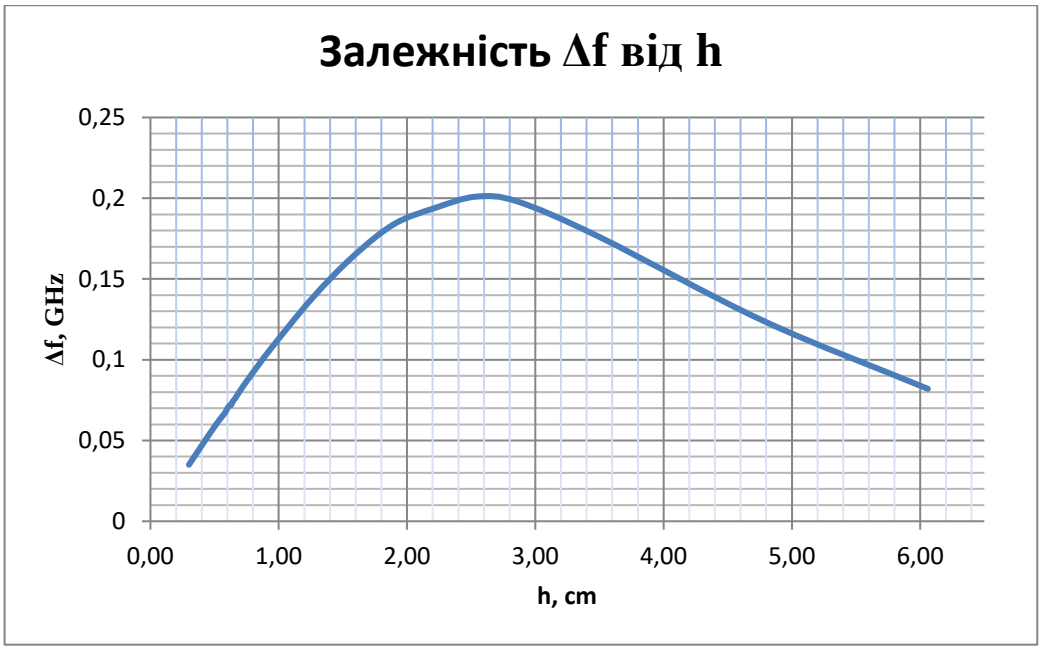


Рисунок 2.16. Залежність діапазону частот Δf від висоти антени h

На вище приведеному рисунку можна наглядно побачити зміни параметра Δf. При різних висотах антени: 0.62 см, 0.78 см, 0.94 см, з шагом Δh = 0.16 см – вона має діапазон частот у розмірах 0.072 ГГц, 0.09 ГГц та 0.107 ГГц.

Тобто при зі збільшенням Δf – ми покращуємо якість антени.

З рисунку 2.17 спостерігається тенденція до лінійного зміщення f_0 на частотній вісі до менших частот при збільшенні висоти антени, але з невеликим шагом, що дає змогу корегувати цей параметр з допомогою інших розмірів антени.

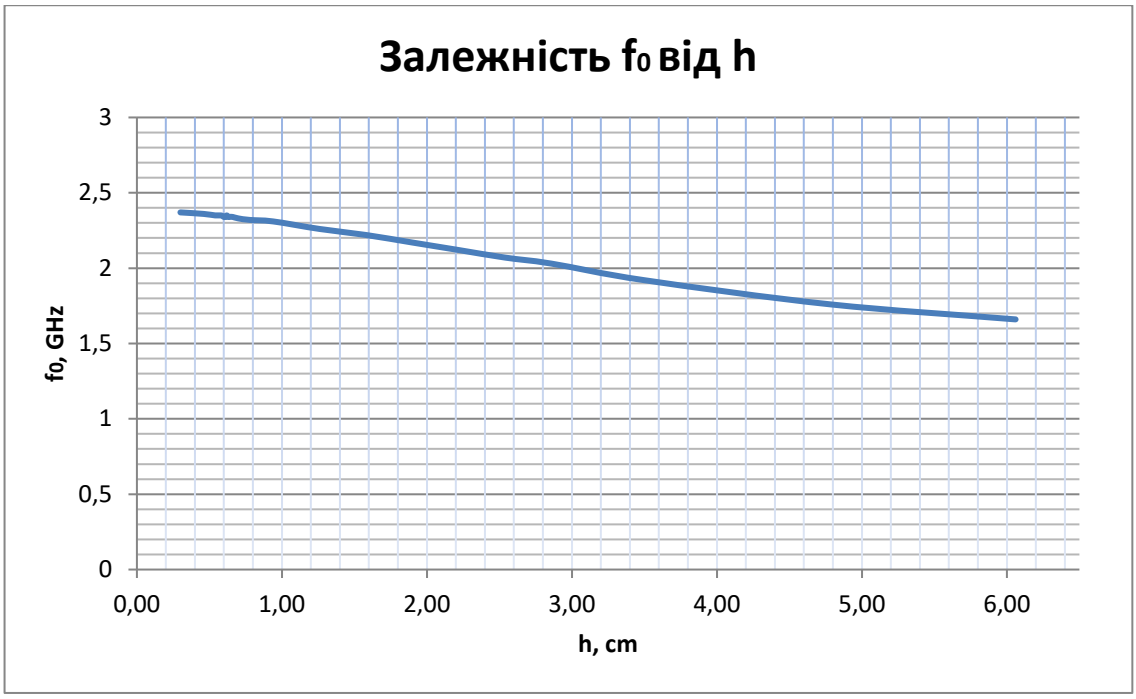


Рисунок 2.17. Залежність f_0 від h

Кращим значенням розміру h можна вважати 0.62 см. Це необхідно в першу чергу для того щоб частота, на яку припадає мінімальний коефіцієнт відбиття, була близька до досліджуваної частоти f = 2.4 ГГц. В даному випадку всі інші отримані характеристики антени задовольняють умовам прийому сигналу які ми задали для досліджуваної антени: f_0 = 2.35 ГГц, $S_{11} < 0.5$, Δf = 0.072 ГГц.

2.5 Розробка рекомендацій з вибору геометричних розмірів антени

З попередніх розділів видно, як впливають довжина, висота і ширина антени на її характеристики, а саме: значення параметра коефіцієнта відбиття S_{11}; частота f_0 та діапазон частот Δf. За допомогою цих параметрів обрані оптимальні розміри, які покращать якість прийому сигналу в порівнянні з попередньо досліджуваної антени.

План:

1 Обрано найкращий показник значення параметра S_{11} з усіх досліджень, що ми робили, цей показник дорівнює 0.01, при h = 2.22 см. Отже оптимальна

висота антени буде дорівнювати 2.22 см. При чому $\Delta f = 0.194$ ГГц, що є хорошим показником для антени. Але при обраному значенні h частота $f_0 = 2.12$ ГГц, коли досліджувана частота $f_{дос} = 2.4$ ГГц, що є не добре для досліджуваної моделі (рис.2.18).

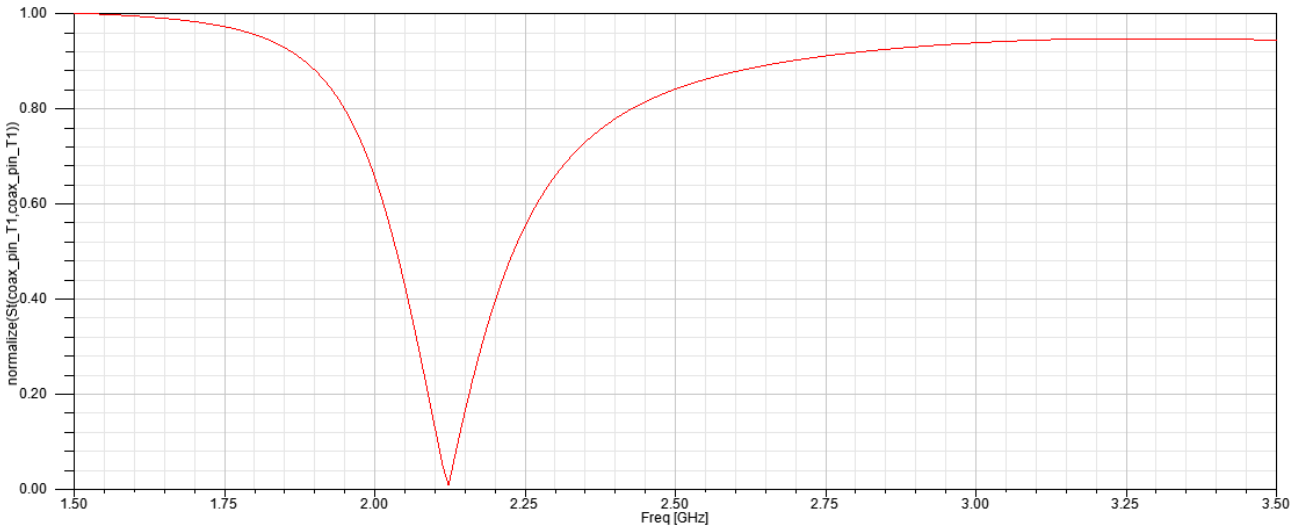


Рисунок 2.18. Залежність параметра S_{11} від f_0 при розміру h = 2.22 см

2 Для якісного прийому сигналу необхідно змістити f_0 по частотній вісі в бік більших частот. З попередніх досліджень установлено, що при зміні ширини геометричного розміру антени L на 0.01 см - f_0 переміщується вздовж координатній прямій на 0.01 ГГц.

Отже проведено розрахунки для установлення потрібної ширини антени:

$L_{дос} = 1.96$ см – початкова установлена ширина антени;

$f_{0\ отр1} = 2.12$ ГГц – отримана частота, при мінімальному коефіцієнту відбиття;

$f_{0\ дос} = 2.4$ ГГц – досліджувана частота роботи антени;

$\Delta f = 0.194$ ГГц – отриманих діапазон частот.

1 Різниця між досліджуваною частотою та отриманою:

$$f_{0\ дос} - f_{0\ отр1} = 2.40 - 2.12 = 0.28 \text{ ГГц}$$

2 Установлена пропорція, що до шуканої частоти, де при збільшенні на 0.01 см ширини антени смуга частот збільшиться на 0.01:

$$0.28 \text{ ГГц} = 0.28 \text{ см}$$

3 Отже необхідно відняти 0.28 см до установленої раніше ширини антени:

$$L_{отр1} = L_{дос} - 0.28 = 1.96 - 0.28 = 1.68 \text{ см}$$

при чому при збільшенні ширини антени збільшується діапазон частот на 0.028 ГГц

$$\Delta f + 0.028 = 0.194 + 0.028 = 0.222 \text{ ГГц}$$

4 На рисунку 2.19 показана залежність параметра S_{11} від f_0 антени з оптимізованими геометричними розмірами.

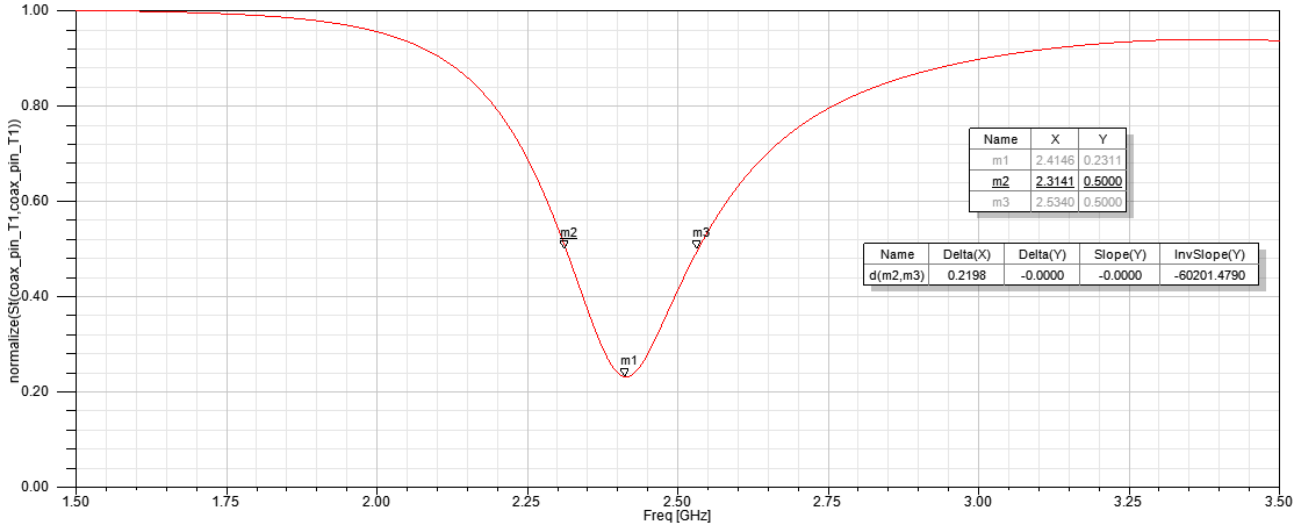


Рисунок 2.19. Залежність параметра S_{11} від f_0 при розмірах $h_{дос}$ = 2.22 см та $L_{отр1}$ = 1.68 см

5 З рисунку видно, що в розрахунках є невелика похибка, а саме:

- Отримана частота, на яку припадає мінімум коефіцієнта відбиття на 0.01 ГГц більша ніж отримана теоретично;
- Отриманий діапазон частот, на яку припадає мінімум коефіцієнта відбиття менший на 0.003 ГГц.

6 З рисунку 2.20 видно, що ширину антени збільшено на 0.01 см для покращення якості антени, отже розмір $L_{отр2}$ = 1.69 см.

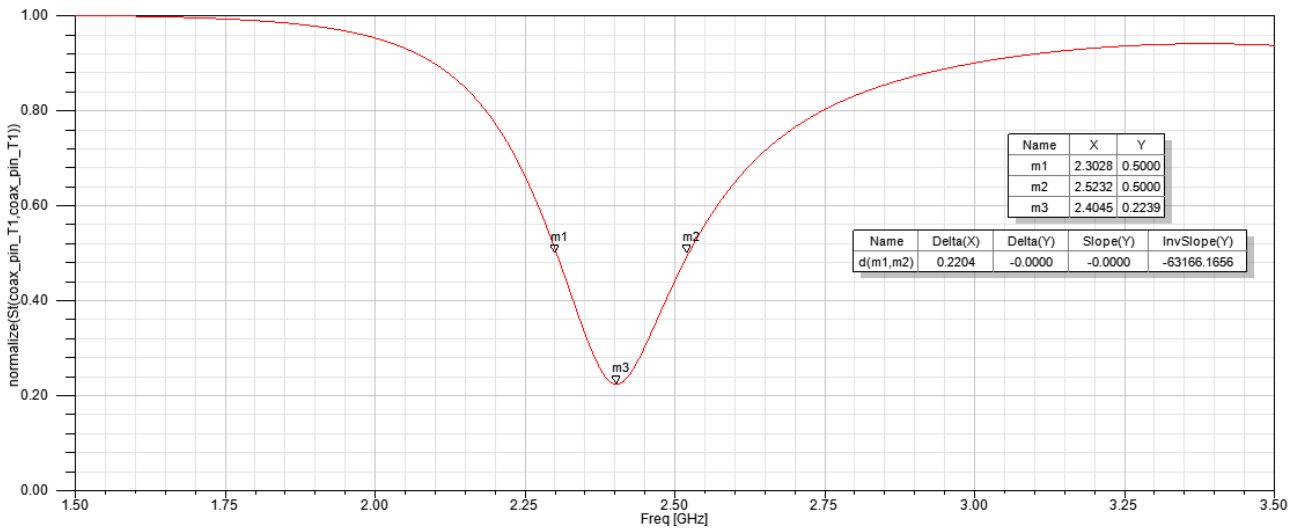


Рисунок 2.20. Залежність параметра S_{11} від f_0 при $h_{дос}$ = 2.22 см та $L_{отр2}$ = 1.69 см

7 Отримана шукана частота, на яку припадає мінімум коефіцієнта відбиття, що співпадає з досліджуваною:

$$f_{отр} = f_{дос} = 2.4 \text{ ГГц}$$

Діапазон частот дорівнює 0.220 ГГц – що не співпадає з теоретично найденою. Значення параметра коефіцієнта відбиття S_{11} = 0.22.

Для обраних геометричних розмірів антени приведені трьохвимірна (рис. 2.21) та двохвимірна діаграми направленості (рис. 2.22).

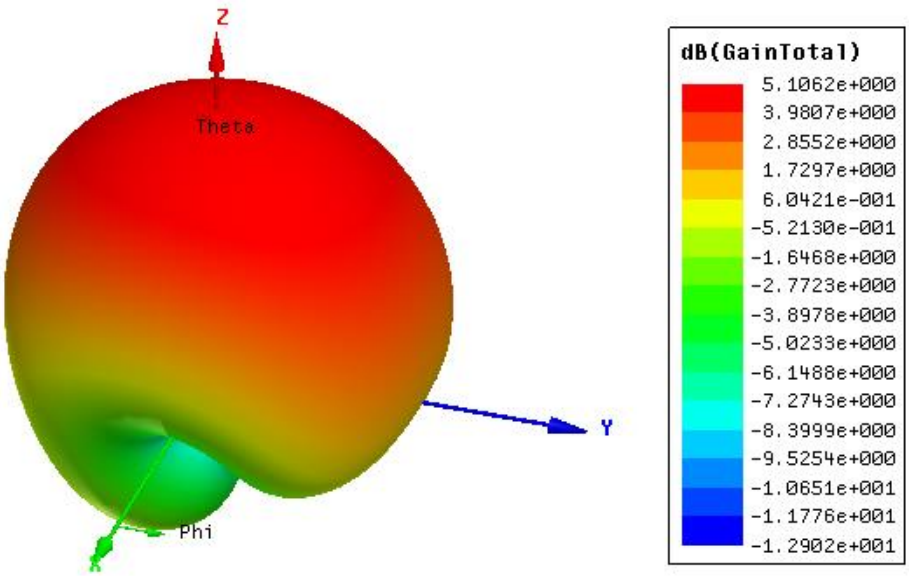


Рисунок 2.21. Трьохвимірна діаграма направленості модельованої антени

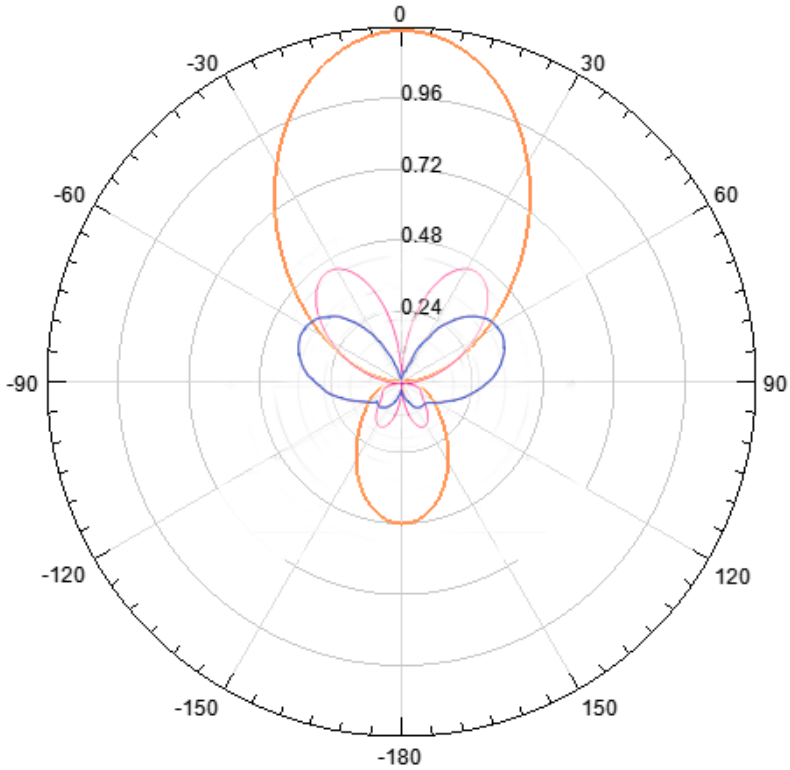


Рисунок 2.22. Двохвимірна діаграма направленості модельованої антени

Діаграма спрямованості PIFA представляє собою розподіл випромінюваної потужності, що залежить від напрямку в просторі. При звичайних обставин діаграма спрямованості може бути визначена в дальній зоні та може бути предомонстрована в залежності від спрямованості координат. На випромінюючі властивості антени маєть вплив сили поля, щільність потоку потужності, фаза і поляризація.

З рисунку трьохвимірної діаграми направленості видно, що форма має дещо деформовану форму, але в цілому цю форму можна вважати близькою до сферичної. Зрозуміло, що вона буде відрізнятися від сферичної за рахунок того що ця пластина в нас менша за D і випромінююча структура не є симетричною, відповідно діаграма направленості буде наближена до сферичної.

В результаті оптимізації можна зробити висновок, що кожний з чотирьох параметрів антени впливає на її характеристики. Першою важливою характеристикою є частота f_0 яка повинна задовольняти своїм положенням на

частотній вісі і не віддалятися від досліджуваної частоти. Другою важливою характеристикою є значення параметра S_{11}, яка не повинна перевищувати 0.5 тому що при більших значеннях прийом антени буде неможливий та діапазон частот Δf, який не повинен бути занадто вузьким.

Отже так як попередні розрахунки показали, що існує деяка закономірність вдається змінити положення f_0 та змінити значення показника S_{11}, але зважаючи на те що задача є нелінійною та складною, ці міркування не виправдуються, це підтверджує необхідність в кожному випадку потребується додаткове корегування.

2.6 Аналіз основної антени та оптимізованої

В процесі дослідження впливу геометричного розміру антени на її характеристики були розроблені рекомендації. Ці рекомендації можна використовувати для вибору або корекції робочої частоти f_0 на частотній вісі, розширення робочої смуги частот Δf та оптимізації узгодження антени з фідером S_{11}.

Приведено порівняння графіків основної антени та оптимізованої в результаті дослідів (рис. 2.23).

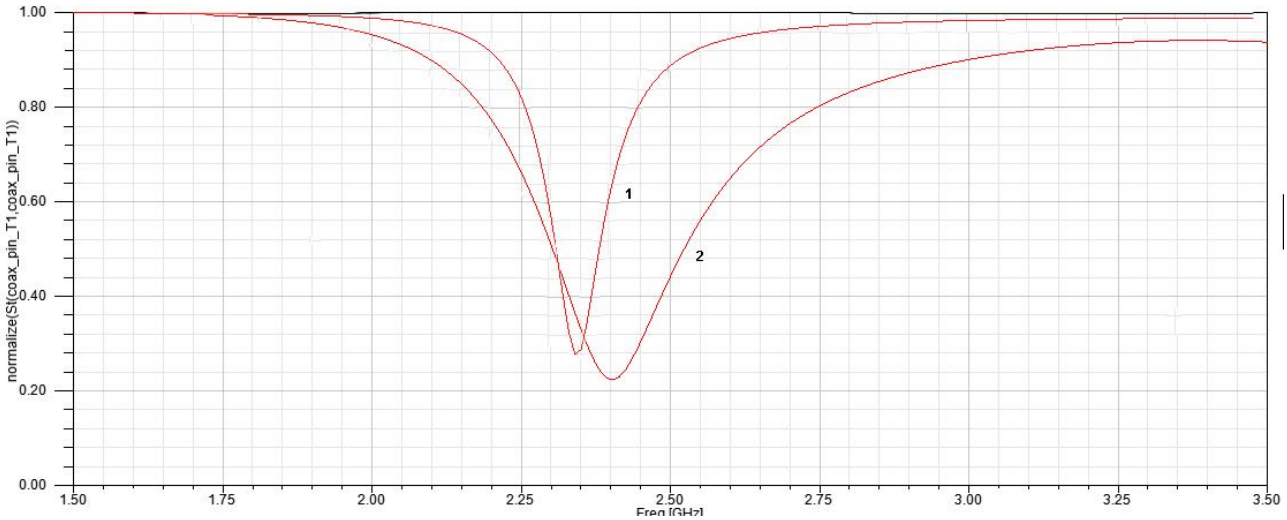


Рисунок 2.23. Порівняння графіків основної антени та оптимізованої в результаті дослідів при різних геометричних розмірів:

1. h = 0.62 см, L = 1.96 см, D = 4.94 см;
2. h = 2.22 см, L = 1.68 см, D = 4.94 см

Видно, що 2 графік має кращі показники ніж у першого. Коефіцієнт відбиття покращився на 21,43 %, а діапазон частот на 205.55 %.

2.7 Вивчення моделі вбудованої в корпус мобільного телефону

Для того, щоб вивчити реальну модель запропонованої PIFA антени інтегрованої в корпус смартфона, треба брати до уваги розміри компонентів телефону, такі як рідкокристалічний дисплей (РК) (50 × 100 × 2 мм 3), батарея (50 × 90 × 3 мм 3), мікрофон (5 × 4 × 3 мм 3), цифрова камера (діаметр = 10 мм і товщина = 7 мм), динамік (7 × 6 × 3 мм 3), і кнопка. Крім того, вплив навколишнього середовища мобільного телефону на коефіцієнт відбиття пропонованого PIFA також вивчається.

Геометрична модель мобільного телефону з його компонентами показана на рис. 2.24. Батарея знаходиться в задній частині телефону (з тієї ж сторони), в той час як РК-дисплей знаходиться на передній стороні (з тієї ж сторони площині землі). Відстань між батареєю і PIFA становить 16 мм; її вибирають так, щоб не впливати на ефективність антени. ЖК-дисплей і акумулятор розташовані паралельно з відстанню 2 мм, і вони підключені до друкованої плати за допомогою з'єднувачів, як показано на рис. 2.24 (с). Цифрова камера розташована в тому ж положенні кола-образного паза (рис. 2.24 (а)). Динамік розташований на передній стороні паралельно з цифровою камерою (рис. 2.24 (б)). Мікрофон розташований в нижній частині друкованої плати (рис. 2.24 (а)). Дрібні металеві деталі, такі як кнопки і роз'єми розташовані далеко від PIFA. Всі ці компоненти розглядаються як ідеальний електричний провідник для моделювання. Всі ці компоненти мобільного телефону і антени покриті пластиковим корпусом (товщина 1 мм).

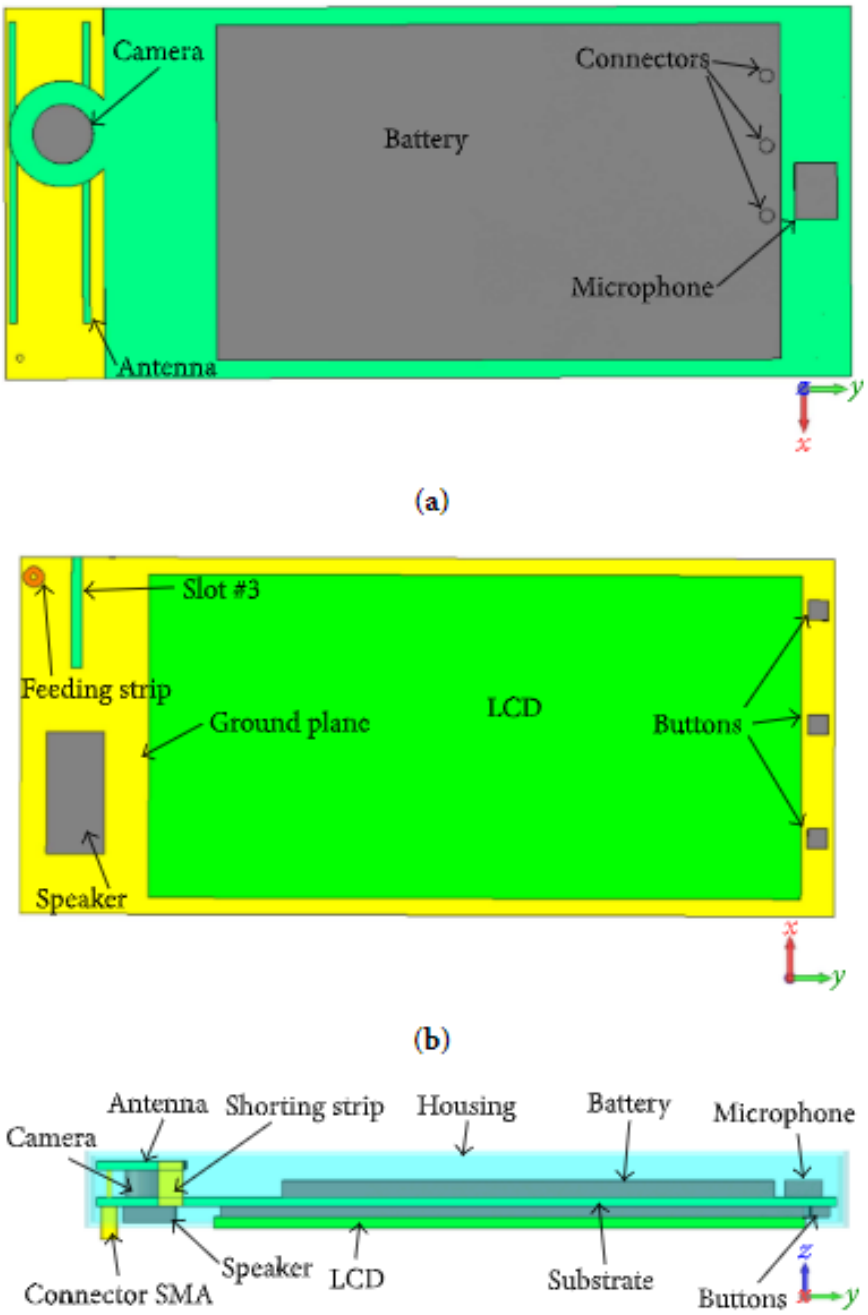


Рисунок 2.24. Структура мобільного телефону: (а) вид спереду, (б) вид ззаду, і (с) вид збоку.

На рис 2.25 показано зміна коефіцієнта відображення в вільному просторі та в середовищі мобільного зв'язку. З цього малюнка ми спостерігаємо значний вплив мобільного середовища на коефіцієнт відбиття пропонованого PIFA. Для групи 1 і 3 смуги, центральні частоти зміщені в бік менших частот зі зменшенням узгодження імпедансу. Для групи 2 і 4 смуги, цікаво відзначити, що резонансні

частоти зміщені в бік менших частот з поліпшеною антеною узгодження і пропускної здатності. В основному це пов'язано з положенням камери і динамік, які близькі до PIFA і великого розміру РК-дисплея.

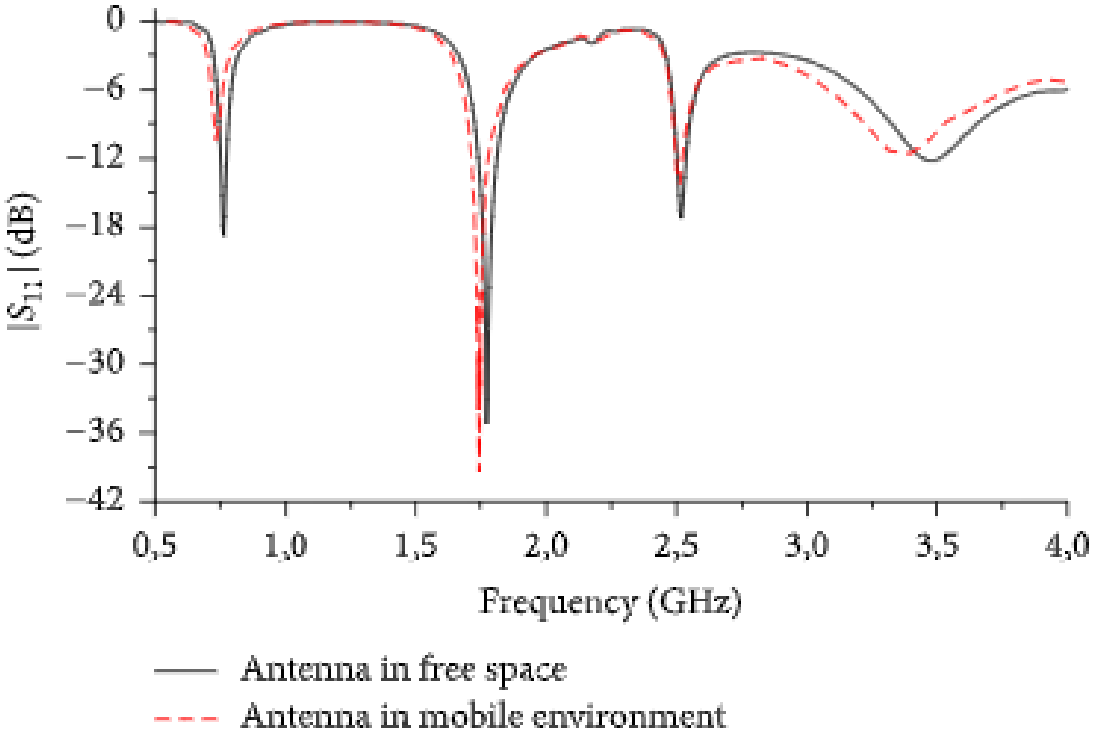


Рисунок 2.25. Штучний коефіцієнт відображення пропонованої PIFA в мобільному телефоні.

Так само швидкість поглинання питомої енергії (PC) є дуже важливим параметром при проектуванні антен для мобільних телефонів. PCA оцінює кількість енергії, поглиненої на одиницю маси біологічної тканини при використанні мобільного телефону. Цей параметр може бути обчислений за допомогою наступного рівняння:

$$SAR = \frac{\sigma|E|^2}{2p}, \text{ де} \quad (2.5)$$

- ρ (кг / м3) і σ (S / M) є щільність тканини тіла і провідність, відповідно.
- E (V/m) середньоквадратичне значення кореня (діюче значення) напруженості електричного поля в тканини.

Виконані дослідження засновані на моделюванні було виконано на пакеті CST Microwave Studio. Для аналізу ЕМ поглинаючих характеристик пропонованого PIFA, ми використовували чисельний Specific антропоморфного Манекен (SAM) модель голови, доступну в CST Microwave Studio, який складається з двох шарів рідини і оболонок (рис 2.26). Для того, щоб отримати результати близькі до реальності, параметри, які використовуються для моделі голови людини є СЕМ рідина (відносна діелектрична проникність = 42, провідність σ = 0,99 / м, і щільність ρ = 1000 кг / м3) і САМ оболонки (відносна діелектрична проникність = 5, провідність σ = 0.0125173 / м і щільність ρ = 0 кг / м3). Проте, була використана повна модель телефону, який складається з корпусу, батареї, мікрофон, динамік, кнопки, камера і LCD. Антена розташована на верхній частині мобільного телефону біля вуха фантома. Відстань між антеною та головою людини вибирається 2 мм, щоб перевірити SAR.

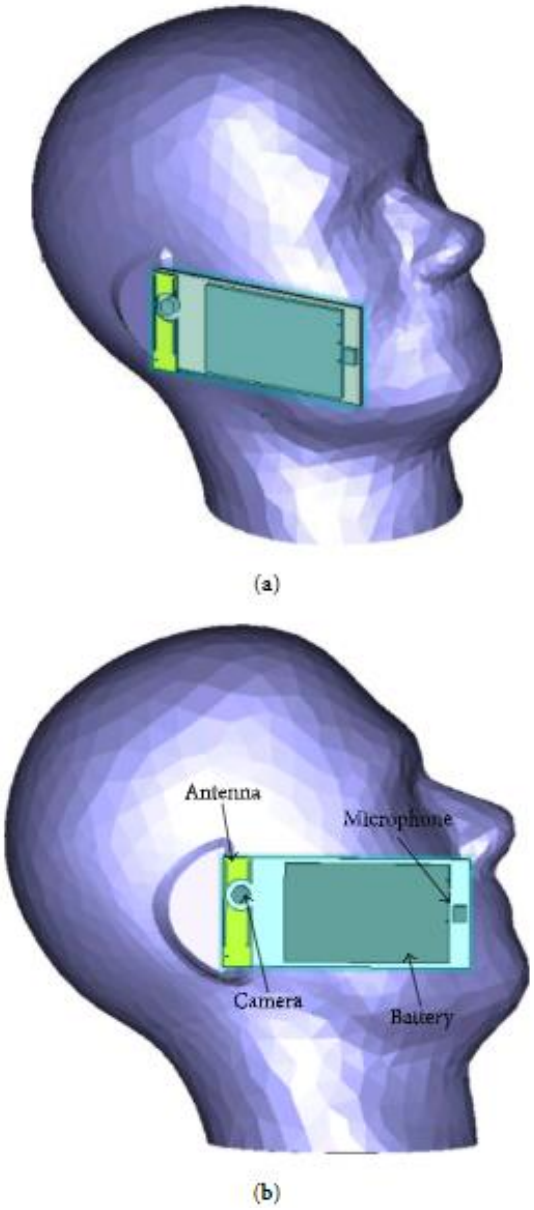


Рисунок 2.26. Імітаційна модель SAR і положення мобільного телефону.

Результати розподілу SAR, отримані для двох європейських (в середньому 1 г) і американських (в середньому 10 г) стандартів на 790 МГц, 1870 МГц, 2550 МГц і 3400 МГц показані на рис. 2.26 - 2.29. З цих значень видно, що значення SAR для пропонованої PIFA антени менші межі, зазначеної в цих двох стандартах. Отримані результати SAR свідчать про те, що пропонований PIFA є перспективним кандидатом для сучасних мобільних телефонів.

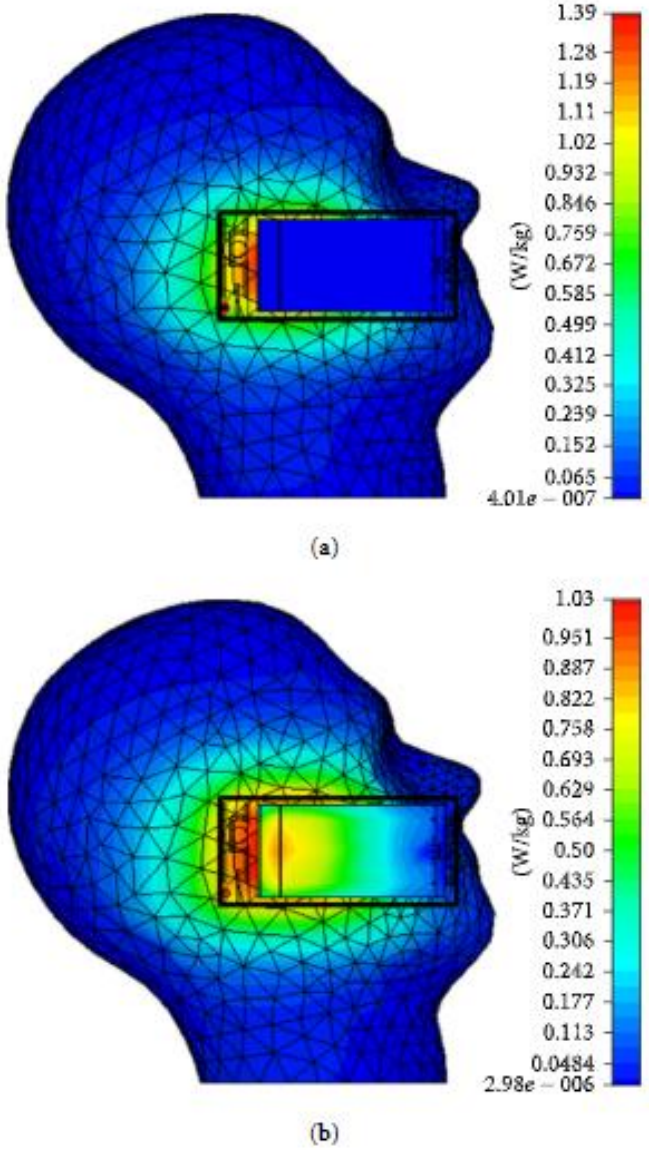


Рисунок 2.27. Розподіл SAR, при 790 МГц: (а) в середньому 1 г, (б) в середньому до 10 г

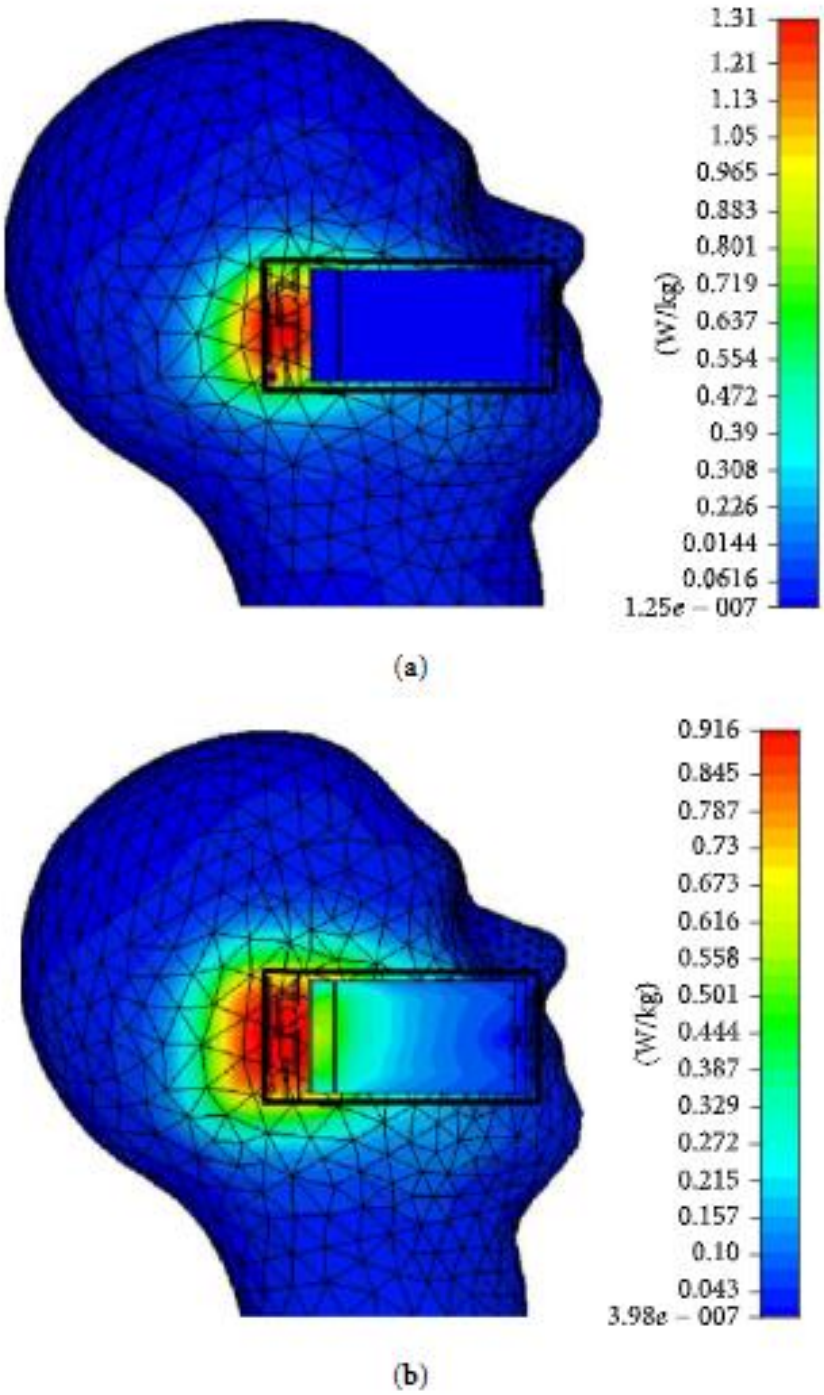
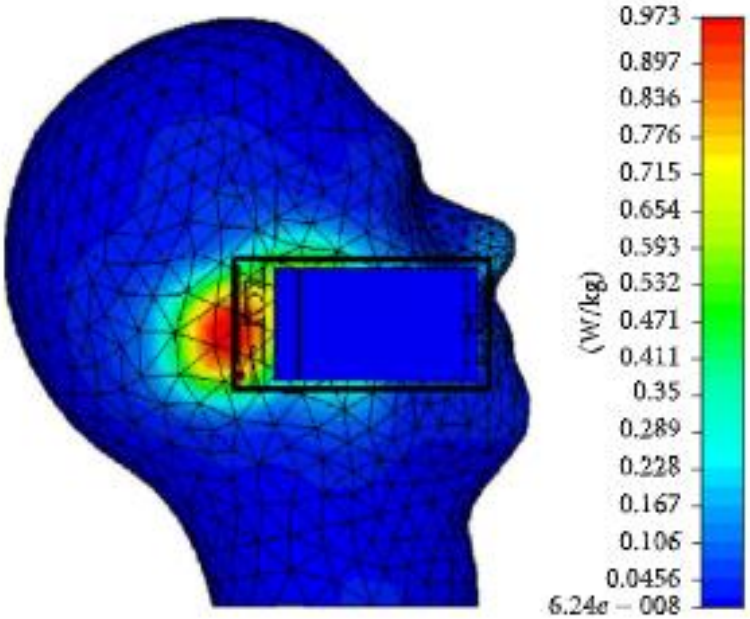
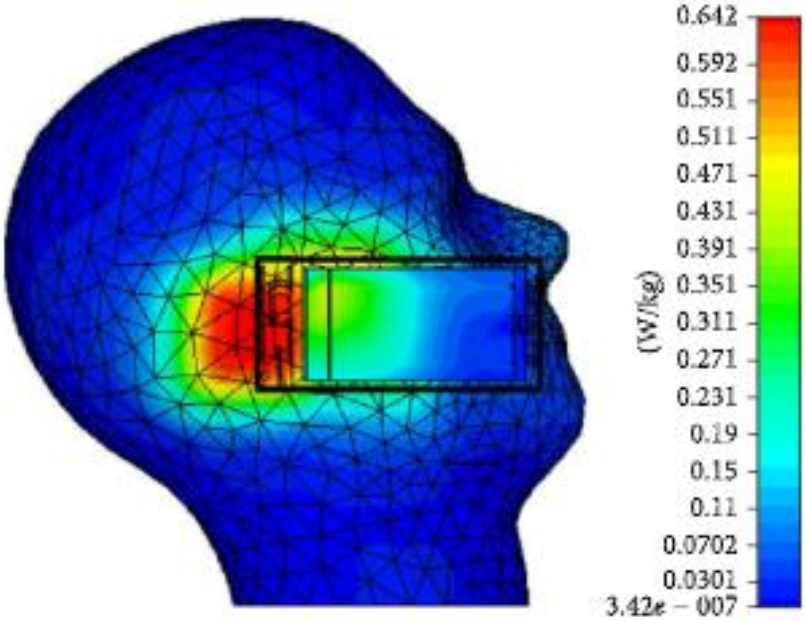


Рисунок 2.27. Розподіл коефіцієнта SAR в 1870 МГц: (а) в середньому 1, (б) в середньому 10 г

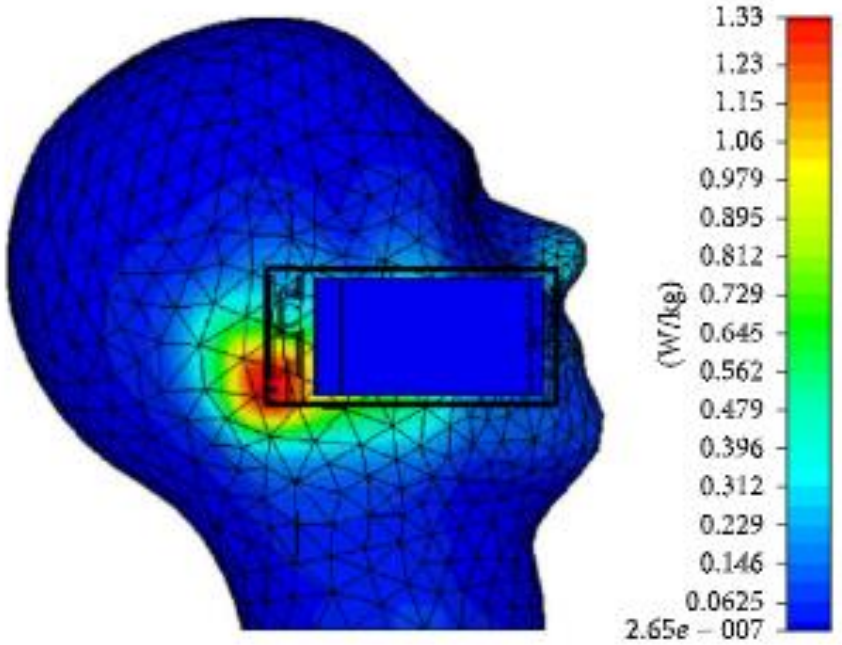


(a)

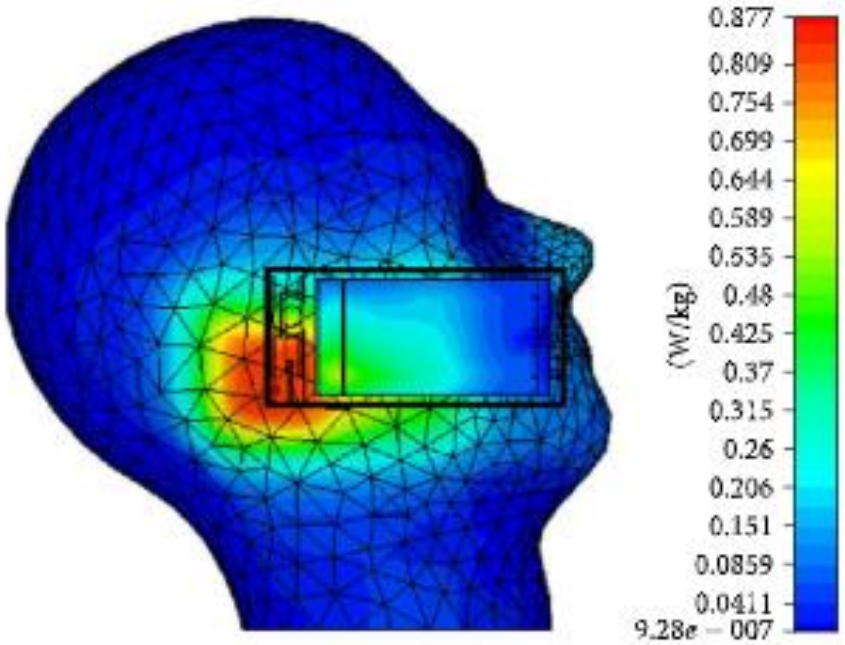


(b)

Рисунок 2.28. Розподіл коефіцієнта SAR на 2550 МГц: (а) в середньому 1 г, (б) в середньому 10 г



(a)

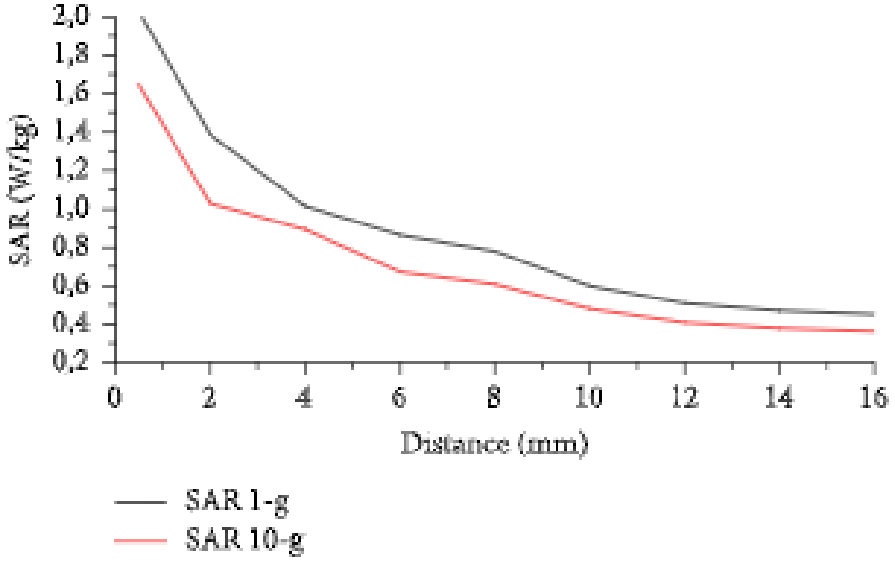


(b)

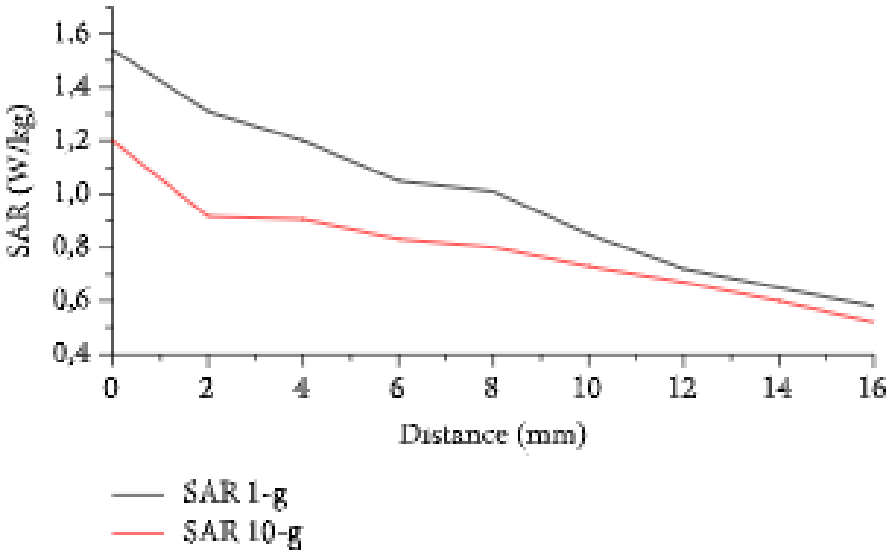
Рисунок 2.29. Розподіл SAR, при 3400 МГц: (а) в середньому 1-г, і (б) в середньому 10 г

Також вивчені варіації SAR з відстанню між антеною та головою людини. На рисунку 2.30 показані варіації SAR з відстанню між антеною та головою людини

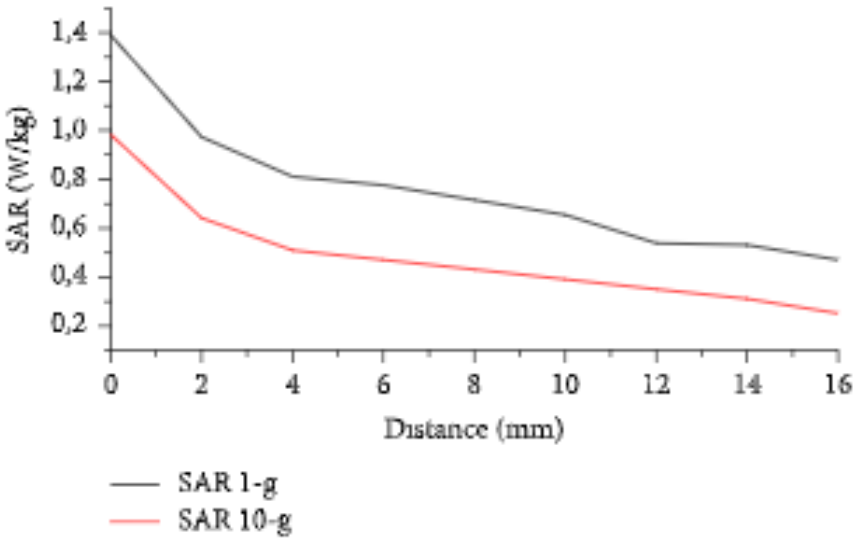
(від 0 мм до 16 мм з кроком 2 мм) при 790 МГц, 1870 МГц, 2550 МГц і 3400 МГц відповідно.



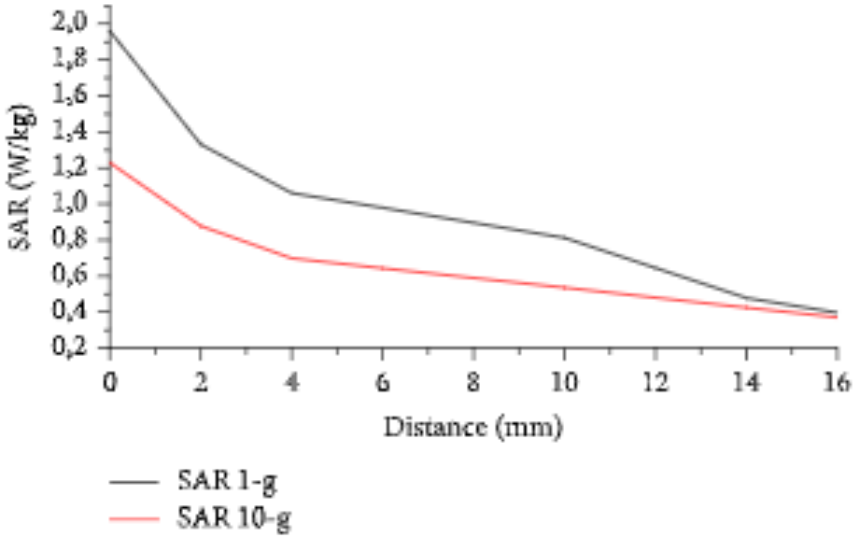
(a)



(b)



(c)



(d)

Рисунок 2.29. Зміна коефіцієнта SAR у термінах відстані між PIFA і головкою: (а) на 790 МГц, (б) в 1870 МГц, (с) по 2550 МГц, і (д) при 3400 МГц.

З цих цифр, слід зазначити, що збільшення відстані між запропонованою PIFA і голови людини демонструє значне зниження SAR на кожній резонансній частоті. Тобто, збільшення відстані між антеною і головою людини зменшує електричне та магнітне поле під час використання мобільного телефону, і, отже, значення коефіцієнта SAR зменшується.

2.8 Висновки

При дослідженні впливу зміни ширини антени L на характеристики антени ми зробили висновок, що цей параметр можна використовувати для коригування та виставлення необхідної частоти пропускання даних та збільшення діапазону частот: f_0 збільшується на 0.01 ГГц та Δf збільшується на 0.001 ГГц, якщо L зменшити на 0.01 см та навпаки. Найкращою шириною для покращеної модельованої антени L = 1.69 см, де коефіцієнт відбиття 0.22 та діапазон частот дорівнює 0.220 ГГц, що є позитивним показником якості прийому сигналу.

Дослідження впливу довжини заземлюючої пластини на характеристики антени показали, що зміна розміру D мало впливає на якість прийому сигналу. Але слід зауважити, що коли ця величина сягає граничних розмірів, то показники антени швидко погіршуються, що перешкоджає прийому/передачі сигналу.

Висота антени активно впливає на всі показники якості антени, з її допомого можна їх корегувати, але у визначених границях, тому що коли доходимо до мінімальної/максимальної границі, то наш графік виходить за границі досліджуваного діапазону частот. Для нашої антени оптимальною висотою є h = 2.22 см.

Тест SAR на людину показує, що значення SAR є прийнятними для застосування мобільних телефонів з використанням пропонованої антени. Таким чином, оптимізована PIFA антена цілком конкурентоспроможна для використання в мобільних телефонах при 4-му та 5-му поколіннях бездротового зв'язку.

3. ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Широке застосування мобільних пристроїв в повсякденному житті кожної людини є найбільш простим способом доступу до сучасних інформаційних технологій зокрема таких як Інтернет. Тому існує потреба в досягненні стійкого прийому/передачі сигналу від абонентського пристрою до базової станції. Сучасні мобільні пристрої з ергономічної точки зору потребують використання пленарних антен які знаходяться всередині корпусу абонентського пристрою. Серед різноманіття типів пленарних антен заслуговує на увагу F – подібна інвертована антена, яка має ведикі переваги перед існуючими вбудованими антенами.

Тому виникає потреба в дослідженні та розробці рекомендацій з вибору геометричних розмірів антен. Воно має теоретичне та практичне значення. Тому ми будемо перевіряти актуальність данної роботи шляхом математичного моделювання інвертованої F – подібної антени.

3.1. Визначення трудомісткості розробки пленарної інвертованої F – подібної антени

Трудомісткість розробки пленарної інвертованої F – подібної антени буде розрахована за допомогою системи моделей з різною точністю оцінки. Трудомісткість розробки антени розраховується за формулою:

$$t = t_{тз} + t_{И} + t_{А} + t_{П} + t_{Д}, \text{ чол-год} \qquad (3.1)$$

де tA - витрати праці на розробку моделі в пакеті;

$t_{И}$ – витрати праці на дослідження методів моделювання;

tП - витрати праці на створення структурної схеми антени;

$t_{тз}$ – витрати праці на підготовку і опис технічного завдання (10 чол-год);

Тд - витрати праці на підготовку документації.

Витрати на працю можуть бути визначені за допомогою умовної кількісті елементарних операцій при розробці антени. Умовне число елементарних операцій:

$$Q = q \cdot C \cdot (1 + p), \tag{3.2}$$

де с - коефіцієнт складності розроблюваної антени (1);

q – число базових елементарних операцій розробки антени (500);

p - коефіцієнт корекції моделі антени в ході її розробки (0.125).

З чого ми отримуємо умовне число елементарних операцій розробки антени:

$$Q = 1 \cdot 500 \cdot (1 + 0.125) = 562.5 \tag{3.3}$$

Витрати праці на вивчення опису завдання tи можуть бути визначені з урахуванням уточнення опису та кваліфікації інженера:

$$tИ=(Q * B) / 80 * K, \tag{3.4}$$

де К - коефіцієнт кваліфікації розробника, що визначається залежно від стажу роботи з даної спеціальності. При стажі роботи від до 5 років, він складає 1;

В – коефіцієнт збільшення витрат праці внаслідок недостатнього опису завдання.

Необхідно приняти збільшення витрат на працю при недостатньому опису завдання не більше 50% (В = 1.5). З урахуванням коефіцієнта кваліфікації К = 1 ми можемо отримати витрати праці на вивчення опису завдання:

$$t_И = (562.5 \cdot 1.5) / (80 \cdot 1) = 10.55 \text{ чол-год.} \tag{3.5}$$

Витрати праці на розробку антени можуть бути визначені за формулою:

$$t_{A} = \frac{Q}{20 \cdot K}, \tag{3.6}$$

де K - коефіцієнт кваліфікації розробника

Q – умовне число елементарних операцій в розробці антени;.

Підставивши відповідні значення у формулу (4.2), отримаємо:

$$t_A = 562.5 / (20 \cdot 1) = 28.13 \text{ чол-год.} \tag{3.7}$$

Витрати на створення нової структурної схеми антени:

$$t_{I} = \frac{Q}{25 \cdot K}, \tag{3.8}$$

$$t_П = 562.5 / (25 \cdot 1) = 22.50 \text{ чол-год.}$$

Витрати на підготовку документації визначаються за формулою

$$t_Д = t_{др} + t_{до}, \tag{3.9}$$

де $t_{до}$ – трудомісткість редагування, друку та оформлення документації

$t_{др}$ – трудомісткість підготовки матеріалів і рукописи; .

$$t_{др} = Q / (20 * 1), \tag{3.10}$$

$$t_{до} = 0,75 \cdot t_{др.} \tag{3.11}$$

При підстанові відповідних значень, ми отримаємо:

$$t_{др} = 562.5 / (20 \cdot 1) = 28.13 \text{ чол-год.}$$

$$t_{до} = 0,75 \cdot 28.13 = 21.09 \text{ чол-год.}$$

$$t_Д = 28.13 + 21.09 = 49.22 \text{ чол-год.}$$

Якщо ми повернемось до формули (3.1), то отримаємо оцінку трудомісткості розробки планарної інвертованої антени:

$$t = 10 + 10.55 + 28.13 + 22.5 + 49.22 = 120.4 \text{ чол-год.}$$

3.2. Витрати на створення пленарної інвертованої F – подібної антени

Витрати на створення пленарної антени ($К_{по}$) включають в себе витрату на заробітну плату інженера ($З_{зп}$) та вартість машинного часу, що необхідне для розробки антени на ЕОМ ($З_{мв}$):

$$К_{по} = З_{зп} + З_{мв}, \text{ грн.} \quad (3.12)$$

Заробітна плата розробника визначається за формулою:

$$З_{зп} = t \cdot С_{пр}, \text{ грн.} \quad (3.13)$$

де $С_{пр}$ - середня годинна заробітна плата інженера з нарахуваннями;

t – загальна трудомісткість розробки моделі антени, чол.г.

При урахуванні того, що середня годинна зарплата інженера складає 25 грн/год, ми отримуємо:

$$З_{зп} = 120.4 \cdot 25 = 3010.00 \text{ грн.}$$

Вартість машинного часу, необхідного для створення пленарної антени на ЕОМ, визначається за формулою:

$$З_{мв} = t_{рс} \cdot С_{мч}, \text{ грн.} \quad (3.14)$$

де $t_{рс}$ – трудомісткість розробки антени та створення моделі на ЕОМ, час;

$C_{мч}$ – вартість машинного часу ЕОМ (4 грн / год).

Якзо ми підставимо у формулу (3.12) раніше отримані значення, то визначимо вартість машинного часу, що необхідне для створення антени:

$$З_{мв} = 120.4 \cdot 4 = 481.60 \text{ грн.}$$

Звідси витрати на розробку оптимізованої антени:

$$К_{по} = 3\ 010 + 481.6 = 3\ 491.60 \text{ грн.}$$

Очікуваний період розробки оптимізованої моделі антени:

$$T = \frac{t}{B_k * F_p}, \text{ міс} \qquad (3.15)$$

де B_k – число інженерів (дорівнює 1),

F_p – місячний фонд робочого часу (при 40-годинному робочому тижні F_p=168 годин).

Підставивши відповідні значення, отримаємо:

$$T = 120{,}4 / 1 \cdot 168 \approx 0{,}72 \text{ міс} \approx 23 \text{ дня}$$

3.3. Капітальні витрати

Капітальні витрати складаються з коштів, що призначені для створення та придбання основних фондів та нематеріальних активів, що підлягають амортизації.

Монтажно–налагоджувані роботи складають 9% від вартості устаткування. Транспортно – заготівельні і складські витрати складають 6% від вартості устаткування

Таким чином, капітальні витрати на здійснення проектного варіанту складають:

$$К_{пр} = К_{об} + К_{тр} + К_{мн} \quad (3.16)$$

де $К_{тр}$ – транспортні витрати

$К_{об}$ – вартість обладнання (6 грн)

$К_{мн}$ – витрати на монтаж і налагодження устаткування

$$К_{тр} = 6\% \times К_{об} = 0.36 \text{ грн.}$$

$$К_{мн} = 9\% \times К_{об} = 0.54 \text{ грн.}$$

$$К_{пр} = 6 + 0.36 + 0.54 = 6.9 \text{ грн.}$$

3.4. Залежність ціни удосконаленого мобільного телефону від попиту

Розрахунок вартості мобільного телефона при розробці удосконаленої схеми та новим аналоговим блоком й без блока може бути виконаний з урахуванням капітальних затрат $К_{пр}$ та витрат на розробку $К_{роз}$:

$$\Delta Ц = К_{пр} + \frac{К_{роз}}{N_{моб}} \quad (3.17)$$

де $N_{моб}$ - кількість мобільних телефонів.

Візьмемо 100 мобільних телефонів:

$$\Delta Ц = 6 + \frac{3491.6}{100} = 40.95 \text{ грн.}$$

Так само виконаємо розрахунок при кількості 10000 мобільних телефонів:

$$\Delta Ц = 6 + \frac{3491.6}{10000} = 6.35 \text{ грн.}$$

Виходячи з розрахунків ми бічимо, що при збільшенні попиту на телефони, вартість розробки удосконаленої схеми буде рівномірно розподілятись між телефонами, а загальна ціна для кожного мобільного телефону зменшиться.

При чому зв'язок буде покращено за рахунок покращення характеристик прийому/передачі антени, добре відображається на попиті девайсу, отже й на прибуток підприємства.

3.5. Визначення економічної переваги розробленої оптимізованої антени

Розробка оптимізованої пленарної інвертованої F – подібної антени дозволяє покращити характеристики антени, що збільшує показники якості прийому/передачі даних від між базовою станцією та девайсом. Удосконалена пленарна антена з якісний прийом та передачу даних без великих втрат і гарантує високий попит на його використання. Розрахована вартість на деяку аналоги, де вартість в середньому складає приблизна 65 грн. Виходячи з витрат на створення даної антени, пропонується призначити середню вартість у розмірі 38 грн., що на 27 грн. дешевше середньої вартості його аналогів.

3.6. Існуючі аналоги

Велика кількість розробників девайсів зазвичай патентують F – подібні антени, данні для вибору геометричних розмірів та загальний процес, що відбувається в цій антені попадає охороняється та недоступний як об'єкт інтелектуальної власності. Але нині інвертована антена хоч використовується в мобільних пристроях - інформація про конструювання в літературі є досить

закритою. Шляхом за допомогою якого можна це здійснити є математичне моделювання інвертованої F – подібної антени. Тому метою магістерської кваліфікаційної роботи є дослідження характеристик пленарної інвертованої F – подібної антени шляхом математичного моделювання.

3.7. Висновки

При проведенні розрахунку витрат на розробку удосконаленої пленарної інвертованої F – подібної антени та аналізу існуючих аналогів, було визначено конкурентоспроможність, де призначена вартість дорівнює 38 грн.

Вартість розробки поліпшеного методу економного кодування становить 3491,6грн.

Очікуваний час розробки складає 22 дні. Цей термін пов'язаний з досить великим часом на дослідження та аналіз існуючих моделей, розробкою оптимізованої моделі пленарної інвертованої F – подібної антени, створення структурної схеми та підготовку документації.

Залежність ціни кожного окремого телефону від попиту показує, що чим більшу кількість буде виготовлено, тим менша ціна буде у кожного окремого телефону.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі розглянута математична модель пленарної інвертованої F подібної антени. Математична модель побудована за допомогою пакету HFSS 15.0.

Під час виконання магістерської кваліфікаційної роботи досліджено вплив зміни геометричних розмірів антени на характеристики випромінювання.

Математичне моделювання дозволило обрати оптимальні геометричні розміри антени, при яких спостерігається найкраще узгодження антени з фідером живлення (мінімальне значення параметра S_{11}).

Встановлено наступне:

- Відповідну величину геометричного розміру L (ширина антени) можна використовувати для коригування положення точки найкращого узгодження антени з фідером f_0 та вибору початкових значення f_0 на частотній вісі.
- Дослідження впливу довжини пластини D на значення параметра S_{11} (та інші характеристики антени) показали, що зміна розміру D мало впливає на прийому сигналу. Але слід зауважити, що коли ця величина сягає граничних розмірів D = 3.9 см, то характеристики антени: S_{11}, f_0 та Δf - швидко відхиляються від оптимального значення, що в кінцевому підсумку буде значно погіршувати прийом/передачу сигналу.
- Розмір антени h (висота) активно впливає на всі характеристики антени. З допомого величини h можна суттєво коригувати положення f_0 або обирати значення параметра S_{11}, який являється одним з основних параметрів антени.

Технічним результатом, який був отриманий в магістерській кваліфікаційній роботі є можливість зміни основних параметрів антени (S_{11}, f_0 та Δf) за допомогою вибору оптимальних геометричних розмірів антени.

Розроблена математична модель дозволяє швидко і ефективно досліджувати характеристики випромінювання антени. Данні отримані під час моделювання магістерської кваліфікаційної роботи дозволяють розробити рекомендації з вибору оптимальних геометричних розмірів антени.

Пленарна інвертована F – подібна антена з оптимізованими геометричними розмірами може бути рекомендована для застосування багатьох бездротових пристроях таких як мобільні телефони та інших пристроях що працюють з WiFi, Bluetooth, GPS, Cell/PCS.

Тест SAR на людину показує, що значення SAR є прийнятними для застосування мобільних телефонів з використанням пропонованої антени. Таким чином, оптимізуються PIFA цілком конкурентоспроможний для мобільних додатків телефонів до 4-го та 5-го покоління бездротового зв'язку.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

Періодичні видання, тези конференцій, автореферати, дисертації

1. HFSS Ansoft v.9.1. Manuals. 2004.
2. Balanis, Constantine A., “Antenna Theory: Analysis and Design” 2nd edition, John Wiley & Sons Inc., 1997
3. Swanson, Daniel, "Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation," Artech House, 2003
4. Stutzman, Warren L., and Thiele, Gary A., “Antenna Theory and Design” 2nd edition, John Wiley & Sons Inc., 1998
5. Arthur C. Ludwig, The Definition of Cross Polarization, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-21 num. 1, pp. 116 -119, Jan. 1973.
6. IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-31 num. 6, Nov. 1983.
7. K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media, " IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 14, No. 3, pp. 302-307, May 1966.
8. A. Kurushin, S. Podkovyrin. Syntesis of Microwave Structures. IEEE Microwave Conference AMP2001, Taipei, 2001.
9. Банков Е.А., Курушин А.А., Разевиг В.Д. Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ структур с помощью HFSS. М., «Солон», 2004, 208 стр.
10. "Fast Two-Dimensional Diffraction Modeling for Site Specific Propagation Prediction in Urban Microcellular Environments" by W. Zhang, IEEE Transactions on Vehicular Technology, March 2000.
11. G. Mur, "Absorbing boundary condition for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-23, No. 4, pp. 377-382, November 1981.
12. HFSS – High Frequency Structure Simulation. Manuals, Agilent, 2000.
13. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ. Под ред. В.В Никольского/ М., Радио и Связь, 1982. - 272 стр.

14. К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. Машинное проектирование СВЧ устройств. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 стр.
15. C. A. Balanis. Antenna Theory: Analys and Design, Wiley & Sons, 2 nd edition, 1997.
16. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И.. Объемные интегральные схемы СВЧ. М., “Наука”, 1987, 108 стр.
17. Fujimoto, and J.R. James (editors), Mobile Antenna Systems Handbook, 2ndedition, Artech House, 2001, 710p.
18. Баскаков С.И. Основы электродинамики, М., Москва, Сов.Радио, 247 стр.
19. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств спомощью Microwave Office. Под редакцией В.Д. Разевига. – СОЛОН-Пресс, 2003.- 496 с. (серия «Стистемы проектирования»).
20. Курушин А.А., Титов А.П. Расчет мощности поглощения в теле человека приработе сотового телефона на программе HFSS. Chip News, #10, 2002.
21. Лаврецкий Е.И., Стариков В.Д. Поляризатор и поляризационный селектордля радиотелескопа «Радиоастрон» в диапазоне 18…26 ГГц. «Радиотехническиететради» (РТФ МЭИ) № 24, 2002, стр. 58-61.
22. Jackson J. D., Classical Electrodynamics. 2nd edition, J. Wiley and Sons 1975.
23. Справочник по радиолокации. Т.3.: Радиолокационные устройства и системы./ Под ред. М. Сколника. – М.: Сов. Радио, 1978. – 528 с.
24. Стеклов В.К. Теорія електричного зв'язку / Л.Н. Беркман; за ред. д-ра техн. наук, проф. В.К. Стеклова. - К.: «Техніка», 2006. – 390 с.
25. Millimeter Wave Wireless Communications for 5G Cellular: It will work! Professor Theodore (Ted) S. Rappaport. New York University School of Engineering. - Sept. 5, 2014.
26. Жоую Пи, Фарук Хан. Введение в широкополосные системы связи миллиметрового диапазона. Электроника: наука, технология, бизнес. - 2012. - № 3. - С.86-94.
27. Шахнович И. Миф о затухании свободного пространства: чего не писал Г. Т. Фриис// Первая миля. - 2014. - № 2. - С. 40-45.

28. Слюсар В.И. Многодиапазонные антенны мобильных средств связи.- ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2006, №8.
29. Minh-Chau T. Huynh. A Numerical and Experimental Investigation of Planar Inverted-F Antennas for Wireless Communication Applications. - In: Master Thesis of Science in Electrical Engineering. - Virginia Polytechnic Institute and State University. - Blacksburg, Virginia. - Oct. 19, 2000. - 123 p. - http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/ etd-10242000-22130026/unrestricted.
30. Nathan P. Cummings. Low Profile Integrated GPS and Cellular Antenna. - In:Master Thesis. - Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute. - Oct. 31,2001.- http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-11132001 145613/unrestricted/etd.pdf.
31. Redvik J. Overview of Small Antennas at EMW.- In: COST 260 Management Committee and Working Groups Meeting, Gothenburg, Sweden, May 2-5, 2001. - Small Antenna Group Antenna Research Center. - Ericsson Microwave Systems AB. - http://www.rc.fer.hr/ cost260/gothenbu/gop33.pdf.
32. Pinho P., Pereira J. F. Rocha. Optimisation of a PIFA Antenna Using Genetic Algorithms. - In: 3rd Conference on Telecommunications (ConfTele 2001). - April 23-24, 2001. - http://www.co.it.pt/conftele2001/proc/ pap060.pdf.
33. Pinho P. and Pereira J.F. Rocha. Design of a PIFA antenna using FDTD.- In: 2nd COST 260 Workshop on Smart Antenna Computer Aided Design & Technology. - Aveiro, Nov. 3-5, 1999. - http://www.rc.fer.hr/ cost260/aveiro/p110.pdf.
34. Ollikainen J., Vainikainen P. Design and Bandwidth Optimization of Dual-Resonant Patch Antennas. - Helsinki University of Technology. Radio Laboratory Publications. REPORTS 252. - Espoo. March, 2002. - http://lib.tkk.fi/ Diss/2004/isbn9512273810/article1.pdf.
35. Patent 6,795,028 USA. H01Q 1/24. Wideband Compact Planar Inverted-F Antenna/ Warren L. Stutzman, Minh-Chou Huynh. - Date of Patent: Sept. 21,2004. - PCT Filed: Apr. 27, 2001.
36. Stutzman W. and Davis B. Antennas for Wireless Communications - Basic Principles and System Applications.- Virginia Tech Antenna Group. - June 9, 2006. - http://wireless.vt.edu/tutorials/Stutzman_Davis.pdf.

37. Слюсар В.И. 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги.- "ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2006, № 6.
38. Kin-Lu Wong. Planar Antennas for Wireless Communications. - New York, Wiley-Interscience.2003, 301 p.
39. Causley AJ. Design of Conformal Antennas for Telephone Handsets. - In: Bachelor of Engineering Honours Thesis. - The University of Queensland. 2002, 117 p. - http://innovexpo.itee.uq.edu.au/2002/ projects/s354019/thesis.pdf.
40. Liu Z.D., Hal P.S., &. Wake D. Dual Frequency Planar Inverted-F Antenna.- IEEE Transactons on Antennas and Propagaton. Oct. 1997, v.45, N 10, p. 1451-1457.
41. Wan Tsui Fung J. A Small Antenna for Wearable Application. - Queen Mary University of London. - Department of Electronic Engineering. 2003, 75 p. - http://www.elec.qmul.ac.uk/staffinfo/davew/ reports_pdfs/IC_projects/IC2003/ic3016-1_report.pdf.
42. Ollikainen J., Kivekas O., Toropainen A. and Vainikainen P. Internal Dual-Band Patch Antenna for Mobile Phones.- In: Proceedings of the AP2000 Millennium Conference on Antennas & Propagation. Davos, Switzerland, April 9-14 2000. - http://lib.tkk.fi/Diss/2004/isbn9512273810/article7.pdf.
43. Ciais P., Luxey C., Diallo A., Staraj R.,. Kossiavas G. Design of Internal Multiband Antennas for Mobile Phone and WLAN Standards. - In: Joint COST 273/284 Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications, June 7-10, 2004. - Chalmers University of Technology Gothenburg, Sweden. - http://www.s2.chalmers.se/costworkshop/ workshop_papers/126.pdf.
44. Choon Wee Khoo. Multi-Band Antenna for Handheld Transceivers. Bachelor of Electrical Engineering Thesis.- The University of Queensland.- School of Information Technology and Electrical Engineering.- 2002, 76 p. - http://innovexpo.itee.uq.edu.au/2002/projects/ s4000751/thesis.pdf.
45. Слюсар В.И. Многодиапазонные антенны современных мобильных телефонов. - Радиоаматор, 2005.,№ 1, с. 50-51.
46. Bako Tamas Bela. Mobiltelefonok RF sugarzasanak merese.- Diplomaterv, 2001, p.18. - http://www.mit.bme.hu/~bako/DOC/mobil.pdf.