

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

Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій

«На правах рукопису»

УДК _____

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«___» _____ 2022 р.

**Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра
за освітньо-професійною програмою «Інженерія та програмування
інфокомунікацій»
зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
на тему: «Проектування НВЧ антени на базі використання
діелектричних резонаторів»**

Виконав:

студент II курсу, групи ТЗ-11мп

Мудрицький Ярослав Ігорович _____

Керівник:

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

Авдеєнко Г. Л. _____

Консультант:

Професор кафедри ТК НН ІТС, к.т.н

Наритник Т.М. _____

Рецензент:

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

Правило В.В. _____

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних
посилань.

Студент _____

Київ – 2022 року

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

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Інженерія та програмування інфокомунікацій»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«__» _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Мудрицькому Ярославу Ігоровичу

1. Тема дисертації **«Проектування НВЧ антени на базі використання діелектричних резонаторів»**, науковий керівник дисертації Авдеєнко Гліб Леонідович, к.т.н., доцент, затверджені наказом по університету від «28» жовтня 2022 р. № 3995-с.

2. Термін подання студентом дисертації 10.12.2022 р.

3. Об'єкт дослідження: діелектрична антена.

4. Предмет дослідження: електродинамічні характеристики випромінювання досліджуваної антени.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити.

5.1 Створити комп'ютерні моделі ДРА.

5.2 Дослідити характеристики випромінювання та методи подачі енергії.

5.3 Розробити рекомендації з оптимальних геометричних розмірів антени та ліній живлення.

6. Орієнтовний перелік ілюстративного матеріалу

6.1 Слайд №1 Назва роботи.

6.2 Слайд №2 Постановка задачі дослідження: тема дисертації, мета та задачі дослідження, методи дослідження.

6.3 Слайд №3 Актуальність.

6.5 Слайд №5 Проєктування ДРА. Конструкція антени.

6.4 Слайд №4 Основні параметри та характеристики ДРА.

6.6 Слайд №6 Коефіцієнт підсилення антени і спрямованості.

6.7 Слайд №7 Графіки коефіцієнта підсилення антени і спрямованості.

6.8 Слайд №8 Діаграми спрямованості.

6.9 Слайд №9 Висновки по роботі.

7. Орієнтовний перелік публікацій

8. Консультанти розділів дисертації:

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1.	Наритник Т. М., професор кафедри ТК	01.12.2021	31.02.2022
2.	Наритник Т. М., професор кафедри ТК	01.03.2022	31.05.2022
3.	Наритник Т. М., професор кафедри ТК	01.06.2022	31.08.2022
4.	Наритник Т. М., професор кафедри ТК	01.09.2022	31.11.2022

9. Дата видачі завдання “ 29 ” 11 2021 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Отримання завдання.	29.11.21- 20.12.21	виконано
2.	Аналіз вихідних даних на проєктування, підбір відповідної літератури.	23.12.21 – 03.01.2021	виконано
3.	Ознайомлення з основними положеннями теорії, принципом дії та характеристиками антен даного типу.	05.01.21 – 19.02.21	виконано
4.	Аналіз актуальності теми проєктування. Аналіз обраного об'єкту проєктування.	20.02.21 – 22.04.21	виконано
5.	Вивчення методики розрахунку і порядку розрахунку діелектричної антени НВЧ діапазону хвиль.	25.04.22 – 24.05.22	виконано

6.	Розрахунок конструкційних параметрів і електричних характеристик ДА і використання для проєктування комп'ютерної програми	26.05.22 – 25.06.22	виконано
7.	Аналіз отриманих результатів. Написання висновків та пропозицій застосування отриманих даних.	27.06.22 – 13.10.22	виконано
8.	Оформлення пояснювальної записки до дисертації, підготовка до захисту.	15.10.22 – 30.11.22	виконано

Студент

Ярослав МУДРИЦЬКИЙ

Науковий керівник дисертації

Гліб АВДЄЄНКО

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація на тему «*Проектування НВЧ антени на базі використання діелектричних резонаторів*» складається з 4 розділів і має обсяг 92 сторінки, 8 таблиць, 29 рисунків, 38 бібліографічних найменувань.

Актуальність. За сучасного стану розвитку зв'язку, всі дротові комунікації стають бездротовими. Для створення ефективного зв'язку в бездротових технологіях необхідні компактні та надійні випромінювачі. Одними з ряду ефективних випромінювачів є діелектричні резонансні антени (ДРА). ДРА набули значного поширення в галузі бездротового зв'язку на мікрохвильових частотах завдяки особливій властивості: практично вся підведена потужність втрачається тільки у випромінюваних полях.

ДРА характеризуються стабільністю частоти і температури, дуже низьким рівнем фазового шуму, малими розмірами, легкістю інтеграції з існуючими технологіями та іншими гібридними схемами. Цей тип антен володіє здатністю протистояти суворим умовам навколишнього середовища. Також викликає інтерес висока ефективність випромінювання, збільшена смуга пропускання і низька вартість виробництва ДРА, що забезпечує перспективи їх застосування в бездротових комунікаціях, таких як бездротові локальні мережі.

ДРА стали надзвичайно затребувані в оборонному секторі економіки, військовій промисловості та радіолокації, особливо для застосування в міліметровому діапазоні хвиль.

Мета дослідження: розробка нової компактної діелектричної антени НВЧ діапазону хвиль та проведення аналізу для оптимізації параметрів антени за допомогою параметричних досліджень.

Задачі дослідження: оптимізація параметрів антени та геометрії її опромінювачів для створення компактної антенної системи.

Об'єкт дослідження: діелектрична антенна.

Предмет дослідження: електродинамічні характеристики випромінювання досліджуваної антени.

Методи дослідження: розрахункові із застосуванням засобів автоматизованого проєктування (програма CST microwarestudio suite TM).

Наукова новизна одержаних результатів: у даному проєкті розробляється новий тип ДРА, призначений для таких популярних бездротових технологій, як бездротовий сумісний мікрохвильовий доступ - стандарт бездротового зв'язку (WIMAX), бездротова локальна мережа (WLAN) та бездротовий зв'язок (Wi-Fi). Проєкт охоплює розробку ДРА та включає всі параметричні дослідження зворотних втрат, діаграми спрямованості, коефіцієнта підсилення та спрямованості для конкретного бездротового застосування.

Завдяки особливим властивостям, ДРА можуть бути розроблені з варіантами форми відповідно до вимог покриття та виду бездротового зв'язку. При цьому всі розроблені ДРА збуджуються за допомогою копланарного хвилеводу, що має переваги: менший витік випромінювання, робота на надзвичайно високих частотах. Серед чотирьох розроблених ДРА перші дві мають один елемент діелектричного резонатора (ДР) і випромінюють на частотах 2,4 ГГц та 5,8 ГГц, а в інших двох конструкціях застосовано стековий метод. Концепція стекування використовується для отримання декількох резонансних частот і широкої смуги пропускання. Перша стекова ДРА охоплює резонансні частоти 5,20 ГГц, 5,84 ГГц, що покриває діапазони WLAN, а друга стекова ДРА резонує на частотах 3,5 ГГц і 5,5 ГГц, що покриває діапазони Wi-MAX і WLAN відповідно.

В результаті проведених досліджень встановлено, що розроблені ДРА ефективно випромінюють в діапазонах IEEE - 802.11a/b/g та IEEE-802.16.

Область застосування результатів: – реалізація робочих зразків ДРА для вузькосмугових бездротових додатків WiMAX, WLAN, Wi-Fi).

Ключові слова: діелектрична резонаторна антена, діелектрична проникність, резонансна частота, копланарний хвилевід, стековий метод.

ABSTRACT

The master's thesis on the topic "Design of a microwave antenna based on the use of dielectric resonators" consists of 5 sections and has a volume of 92 pages, 8 tables, 29 illustrations and 38 appendix.

Topicality. At the current state of communication development, all wired communications are becoming wireless. Compact and reliable emitters are necessary for effective communication in wireless technologies. Dielectric resonant antennas (DRAs) are one of a number of effective emitters. DRAs have become widely used in the field of wireless communication at microwave frequencies due to a special property: almost all the input power is lost only in radiated fields.

DRAs are characterized by frequency and temperature stability, very low level of phase noise, small size, ease of integration with existing technologies and other hybrid circuits. This type of antenna has the ability to withstand harsh environmental conditions. Also of interest is the high radiation efficiency, increased bandwidth, and low cost of DRA production, which provides prospects for their use in wireless communications, such as wireless local networks.

DRAs have become extremely popular in the defense sector of the economy, military industry and radar, especially for applications in the millimeter wave range.

Purpose of the study: development of a new compact dielectric antenna of the microwave wave range and conducting an analysis to optimize the antenna parameters using parametric studies.

Research objectives: optimization of antenna parameters and the geometry of its irradiators to create a compact antenna system.

Object of study: dielectric antenna.

Subject of research: electrodynamic characteristics of radiation of the antenna under study.

Research methods: computational with the use of automated design tools (CST microwarestudio suite TM program).

The scientific novelty of the obtained results: this project develops a new type of DRA, intended for such popular wireless technologies as wireless compatible microwave access - wireless communication standard (WiMAX), wireless local area network (WLAN) and wireless communication (Wi-Fi). The project covers the development of a DRA, which includes all parametric studies of return loss, pattern, gain and directivity for a specific wireless application.

Due to special properties, DRAs can be designed with variants of form according to coverage requirements and type of wireless communication. At the same time, all developed DRAs are excited using a coplanar waveguide, which has the following advantages: less radiation leakage, operation at extremely high frequencies. Among the four developed DRAs, the first two have a single dielectric resonator (DR) element and emit at 2.4 GHz and 5.8 GHz frequencies, while the other two designs use the stack method. The concept of stacking is used to obtain multiple resonant frequencies and a wide bandwidth. The first stacked DRA covers resonant frequencies of 5.20 GHz, 5.84 GHz, covering the WLAN bands, and the second stacked DRA resonates at 3.5 GHz and 5.5 GHz, covering the Wi-MAX and WLAN bands, respectively.

As a result of the conducted research, it was established that the developed DRAs effectively radiate in the IEEE - 802.11a/b/g and IEEE-802.16 bands.

Scope of application of results: – implementation of working samples of DRA for narrowband wireless applications WiMAX, WLAN, Wi-Fi).

Key words: dielectric resonator antenna, resonance frequency, coplanar waveguide, stack method.

ЗМІСТ

ВСТУП	13
РОЗДІЛ 1.....	17
АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА: ПАРАМЕТРИ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕН	17
1.1 Діаграма спрямованості	17
1.2 Інтенсивність випромінювання.....	17
1.3 Спрямованість.....	18
1.4 Коефіцієнт підсилення	20
1.5 Ефективність антени.....	21
1.6 Ширина пучка половинної потужності.....	21
1.7 Смуга пропускання	22
1.8 Коефіцієнт стоячої хвилі напруги	23
1.9 Поляризація	24
1.10 Вхідний опір	25
Висновки.....	25
РОЗДІЛ 2.....	26
ДІЕЛЕКТРИЧНІ РЕЗОНАТОРНІ АНТЕНИ ТА МЕТОДИ ПОДАЧІ ЕНЕРГІЇ	26
2.1 Основні характеристики ДРА	27
2.2 Переваги ДРА	29
2.3 Переваги ДРА над мікросмужковими антенами.....	32
2.4 Розширення смуги пропускання за допомогою ДРА.....	33
2.5 Базові форми діелектричних резонаторних антен і методи розширення смуги пропускання.....	34

2.5.1 Циліндрична ДРА	34
2.5.2 Напівсферична ДРА	35
2.5.3 Прямокутна ДРА	36
2.5.4 Модель діелектричного хвилеводу	37
2.5.5 Резонансна частота	37
2.5.6 Стековий метод	38
2.5.7 Копланарний паразитний метод	39
2.5.8 Вбудований метод	41
2.6 Коаксіальне живлення	41
2.7 Щілинна апертура	43
2.8 Мікросмугова лінійна подача	44
2.9 Діелектрична направляюча зображення	45
2.10 Аналітична оцінка антени з діелектричним резонатором	46
2.10.1 Аналіз функцій Гріна	46
2.10.2 Чисельні методи аналізу ДРА	47
2.10.3 Аналіз частотної області	47
2.10.4 Аналіз часової області	49
2.11 Копланарний хвилевід	49
Висновки	51
РОЗДІЛ 3	52
МОДЕЛЮВАННЯ ДРА В ПРОГРАМІ CTS	52
3.1 Компактна циліндрична ДРА з подачею CPW для застосування в системах WI-FI/BLEETOOTH	52
3.2 Компактна ДРА з живленням від CPW для додатків WLAN	58
3.3 Компактна стекова ДРА з живленням від CPW для додатків WLAN	63
3.4 Компактна ДРА з живленням від CPW для додатків WI-MAX і	

WLAN	68
Висновки.....	76
РОЗДІЛ 4.....	79
РОЗРОБКА СТАРТАП- ПРОЄКТУ	79
4.1 Опис ідеї стартап-проєкту.....	79
4.2 Аналіз можливостей ринку	81
Висновки.....	85
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	86
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	88

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЧХ	Амплітудно-частотна характеристика
ДРА	Діелектричні резонаторні антени
ДС	Діаграма спрямованості
КП	Коефіцієнт підсилення
КСХ	Коефіцієнт стоячої хвилі
КСХН	Коефіцієнт стоячої хвилі напруги
КХВ	Копланарний хвилевод
МСА	Мікросмужкові антени
МСЕ	Метод скінченних елементів
CPW	Антенa з копланарним хвилеводним живленням CPW
НВЧ	Надвисокі частоти
HPBW	Ширина променя антени за рівнем половинної потужності
FDTD	Метод скінченних різниць у часовій області
TLM	Метод довгої лінії
Wi-Fi	Технологія бездротової локальної мережі з пристроями

ВСТУП

У всьому світі дуже швидкими темпами розвивається бездротовий зв'язок, який забезпечує потреби комунікаційної інфраструктури в таких середовищах, як лікарні, заводи і великі офісні будівлі [10, 15]. Антени з діелектричним резонатором стали надзвичайно затребувані в основних секторах економіки країн, таких як оборона, військова промисловість, радіолокація, особливо для супутникового та міліметрового діапазону хвиль. В останні роки в міру мініатюризації електронної, зокрема зв'язкової мобільної, апаратури, посилився інтерес до антенних систем, здатних легко розміщуватися в корпусі будь-якої форми та розміру. А це часом призвело до необхідності зменшувати розміри антен без погіршення їх характеристик [16].

Резонансні частоти ДРА є нічим іншим, як функцією лише розміру, форми і діелектричних констант. Завдяки такій властивості, ДРА можуть бути спроектовані різними формами відповідно до вимог покриття та залежно від призначення в галузях бездротового зв'язку [38].

Спостерігаються тенденції до зсуву несучих частот радіоканалів у міліметрову область НВЧ-діапазону. Це призводить до необхідності розробки нових ефективних комунікаційних пристроїв, здатних працювати у міліметровому діапазоні [20]. Протягом багатьох років діелектричний резонатор (ДР) в основному використовувався в мікрохвильових ланцюгах, таких як генератори і фільтри, де ДР зазвичай виготовляли з матеріалу з високою діелектричною проникністю ($\epsilon_r > 20$). Добротність без навантаження зазвичай становить від 50 до 500, але може досягати 10 000. Через таке традиційне застосування ДР зазвичай розглядали як накопичувач енергії, а не як випромінювач [8].

ДРА здатні збуджуватися різними методами підведення, такими як мікросмушкові лінії, діелектричні хвилеводи з зображенням, апертурне

з'єднання, зонди, щілини та копланарні лінії. ДРА є вигідною заміною мікросмужкових антен, оскільки ДРА мають набагато ширшу смугу пропускання і вищу потужність завдяки багатьом своїм перевагам і привабливим характеристикам. До них відносяться гнучкість конструкції, легка вага, компактні розміри, універсальність форми і механізму подачі, простота конструкції, легкість виготовлення і широка смуга пропускання імпедансу.

Техніка діелектричних резонаторних антен - результат розвитку діелектричних стрижневих антен (Dielectric Rod Antennas), теорія яких була досить докладно опрацьована ще в 40-ті роки 20 століття [1, 17, 30]. Ідеї ДРА, викладені в [20, 23, 29], виникли як природний розвиток хвильоводних резонаторів з діелектричним заповненням, які використовували як високودобротні фільтри. Якщо в таких фільтрах створюються умови для резонансу електромагнітних хвиль, то цілком логічно було припустити можливість їх застосування в якості самостійних випромінюючих структур, звільнивши діелектрик від металевої обгортки у вигляді стінок хвильоводу. Однак, незважаючи на всю простоту такого рішення, як здається, багато радіоінженерів серйозно сумнівалися в його практичній цінності, вважаючи, що висока добротність не дозволить перетворити такі відкриті структури в ефективні випромінювачі. До того ж вважалося, що смуга їхнього пропускання дуже вузька. Ось чому практична реалізація ДРА виявилася настільки тривалою. Подолати стримуючі бар'єри вдалося лише після відкриття способів створення діелектричних резонаторних антен малої добротності [4].

С. Говард (Лабораторія Гаррі Даймонда при Управлінні НДД в галузі електроніки Сухопутних військ США), довів, що елементи теорії і механізм випромінювання ДРА в передавальному режимі базуються на формуванні потоку зміщення через зовнішню поверхню діелектрика, у якої напруженість електричної складової електромагнітного поля, що

збуджується максимальна [30]. Таким чином, на відміну від навантажених діелектрично антен стрижневого типу при конструюванні ДРА необхідно підбирати розміри і геометрію діелектрика так, щоб в ньому виникав електромагнітний резонанс.

Дослідження, проведені в Університеті штату Міссісіпі, показали, що смуга пропускання у ДРА ширша, ніж у МРА [31]. Крім того, ДРА перевищує МСА ККД (майже 95% в режимі передачі проти ~80%). Коефіцієнт передачі ДРА загалом перевищив аналогічний показник МСА на 1 дБ. Це еквівалентно відмінності в потужності сигналів, що приймаються на 25%. Ширина діаграм спрямованості обох типів антен при вимірі за рівнем -3 дБ Н-площини практично збігається і дорівнює 90°. У ортогональній Е-площині ширина діаграми спрямованості МСА оцінена в 88°, ДРА - в 86°. Переваги МСА – найкращі коефіцієнти взаємного впливу пари ідентичних випромінювачів (приблизно на 1 дБ для міжелементних відстаней 27–74 мм), а також менші габарити. Однак виграв у габаритах супроводжується більш ніж чотириразовим програвом МСА за обсягом діелектрика, що використовується, який розосереджений на більшій площі екрана. Зменшення габаритів ДРА досягається за рахунок застосування матеріалу з великим значенням ϵ_r . Наприклад, лінійні розміри ДРА з $\epsilon_r = 50$ будуть приблизно вдвічі меншими ніж у антени з $\epsilon_r = 12$ [31]. Однак збільшення ϵ_r супроводжується зменшенням ширини смуги пропускання ДРА. Це змушує продовжувати пошуки ефективних рішень проблеми зменшення габаритів. Одне з її можливих рішень – застосування кількох ДРА [19].

Тайванські вчені запропонували використовувати двоелементні ґрати на основі циліндричних ДРА, розташованих над несиметричними хрестоподібними щілинами [32].

Техніка антен і пристроїв НВЧ - галузь, що швидко розвивається в сучасній радіоелектроніці. Розвитку її сприяють спільні зусилля фахівців з прикладної електродинаміки, системотехніки, радіотехнічних пристроїв, електроніки, автоматики, метрології, конструювання та технології виробництва. Можна з упевненістю сказати, що майбутнє теорії та техніки антен і пристроїв НВЧ дозволить успішно вирішити багато завдань, пов'язаних із створенням системи глобального радіозв'язку, отриманням інформації про навколишнє середовище та віддалені об'єкти, освоєнням космосу, бездротовою передачею енергії на значні відстані, медичною діагностикою, лікуванням низки захворювань [2,3, 27].

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА: ПАРАМЕТРИ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕН

1.1 Діаграма спрямованості

Основний термін "випромінювання" означає розподіл потужності через відповідні поля антени. Діаграма спрямованості антени або діаграма спрямованості антени визначається як "математична функція або графічне представлення властивостей випромінювання антени як функції просторових координат". Однак у більшості випадків діаграма спрямованості визначається в області далекого поля і представляється як функція координат напрямку. Властивостями випромінювання є щільність потоку потужності, інтенсивність випромінювання, напруженість поля, фаза спрямованості або поляризація. Властивості випромінювання, що викликають найбільше занепокоєння, - це двовимірний або тривимірний просторовий розподіл випромінюваної енергії як функція положення спостерігача вздовж шляху або поверхні постійного радіусу. Слід отриманої потужності на постійному радіусі називається діаграмою спрямованості. З іншого боку, графік просторової зміни електричного (або магнітного) поля вздовж постійного радіуса називається амплітудною діаграмою спрямованості. На практиці розмірну діаграму вимірюють і реєструють у вигляді послідовності двовимірних діаграм [4].

1.2 Інтенсивність випромінювання

Інтенсивність випромінювання в заданому напрямку визначається як "потужність, що випромінюється антеною в одиницю тілесного кута". Інтенсивність випромінювання є параметром дальнього поля і може бути

отримана простим множенням щільності випромінювання на квадрат відстані [4]. У математичному вигляді це можна виразити як:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (1.1)$$

де U = інтенсивність випромінювання (Вт/одиницю тілесного кута)

W_{rad} = інтенсивність випромінювання (Вт/м²)

Інтенсивність випромінювання також пов'язана з електричним полем дальньої зони антени:

$$\frac{r^2}{2\eta} [E(r, \theta, \phi)]^2 = \frac{r^2}{2\eta} [E_\theta(r, \theta, \phi)]^2 + E_\phi[(r, \theta, \phi)]^2 \quad (1.2)$$

де E = напруженість електричного поля дальньої зони антени

E_θ, E_ϕ = Компонента електричного поля дальньої зони антени

η = Власний імпеданс середовища. E_θ, E_ϕ

1.3 Спрямованість

У версії 1983 року стандарту IEEE "Визначення термінів для антен" відбулася суттєва зміна у визначенні спрямованості, порівняно з визначенням версії 1973 року. В основному, термін "спрямованість" в новій версії 1983 року був використаний для заміни терміну "коефіцієнт підсилення" старої редакції 1973 року. У версії 1983 року термін "директивна вигода" став застарілим. На думку авторів нового стандарту, ця зміна приводить цей стандарт у відповідність до загальноприйнятого серед антенних інженерів з іншими міжнародними стандартами, зокрема стандартами Міжнародної електрохімічної комісії (IEC). електрохімічної комісії (МЕК), згідно з яким спрямованість антени визначається як відношення інтенсивності випромінювання в заданому напрямку від антени до інтенсивності випромінювання в заданому напрямку від антени до інтенсивності випромінювання, усередненої за всіма напрямками.

Усереднена інтенсивність випромінювання дорівнює повній потужності, випромінювання антеною, поділений на 4π . якщо напрямок не вказано, то мається на увазі напрямок максимальної інтенсивності випромінювання. Сформульована більш просто спрямованість неізотропного джерела дорівнює відношенню його інтенсивності випромінювання в заданому напрямку до інтенсивності випромінювання ізотропного джерела [3]. У математичній формі це можна записати як:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1.3)$$

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (1.4)$$

де D = Спрямованість

D_0 = Максимальна спрямованість

U = Іntenсивність випромінювання. (Вт/одиниць тілесного кута)

U_{max} = Максимальна інтенсивність випромінювання (Вт/одиниць тілесного кута).

U_0 = Іntenсивність випромінювання ізотропного (Вт/одиницю тілесного кута).

P_{rad} = Повна випромінювальна потужність (Вт)

$$D_0 = D_\theta + D_\emptyset \quad (1.5)$$

$$D_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\emptyset} \quad (1.6)$$

$$D_\emptyset = \frac{4\pi U_\emptyset}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\emptyset} \quad (1.7)$$

де U_θ = Іntenсивність випромінювання в заданому напрямку, що міститься в θ польовому компоненті.

$U_\emptyset$ = Іntenсивність випромінювання в заданому напрямку, що міститься в $\emptyset$ польовому компоненті.

$(P_{rad})_\theta$ = Потужність випромінювання у всіх напрямках, що міститься в θ польовому компоненті.

$(P_{rad})_\emptyset$ = Потужність випромінювання у всіх напрямках, що міститься в $\emptyset$

польовому компоненті.

1.4 Коефіцієнт підсилення

Іншою корисною мірою, що описує характеристики антени, є коефіцієнт підсилення. Хоча коефіцієнт підсилення антени тісно пов'язаний з діаграмою спрямованості, слід пам'ятати, що діаграма спрямованості - це міра, яка описує тільки спрямовані властивості антени, і тому вона контролюється тільки діаграмою спрямованості. Абсолютний коефіцієнт підсилення антени визначається як відношення інтенсивності випромінювання в даному напрямку до інтенсивності випромінювання, яка була б отримана, якби потужність, що приймається антеною, випромінювалася ізотропно. Інтенсивність випромінювання, що відповідає ізотропно випромінюваній потужності, дорівнює потужності, що приймається антеною, поділений на 4π . У вигляді рівняння це можна виразити як:

$$Gain = 4\pi \frac{\text{Radiation intensity}}{\text{total input accepted power}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (1.8)$$

У більшості випадків ми маємо справу з відносним коефіцієнтом підсилення, який визначається як відношення коефіцієнта підсилення потужності в даному напрямку до коефіцієнта підсилення опорної антени в її опорному напрямку. Вхідна потужність повинна бути однаковою для обох антен, а опорною антеною зазвичай є дипольна рупорна або будь-яка інша антена, коефіцієнт підсилення якої можна розрахувати або він відомий. Однак у більшості випадків опорною антеною є ізотропне джерело без втрат. Таким чином:

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{lossless isotropic source})} \quad (1.9)$$

Якщо напрямок не вказано, то приріст потужності зазвичай приймається в напрямку максимального випромінювання [4].

1.5 Ефективність антени

Повна ефективність антени використовується для врахування втрат на вхідних затискачах і в структурі антени [3]. Такі втрати можуть бути зумовлені двома факторами, наведеними нижче:

1. Відбиття через неузгодженість між лінією передачі та антеною
2. Втрати I^2R (провідність і діелектричність)

У загальному випадку загальний ККД можна записати як:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (1.10)$$

де e_0 - загальний коефіцієнт корисної дії;

e_r - коефіцієнт відбиття;

e_c - коефіцієнт провідності;

e_d - коефіцієнт діелектричної проникності.

1.6 Ширина пучка половинної потужності

Ширина променя половинної потужності визначається як в площині, що містить напрямок максимуму пучка. Це кут між двома напрямками, в яких інтенсивність випромінювання становить половину максимального значення пучка. Часто термін ширина променя використовується для опису кута між будь-якими двома точками на діаграмі спрямованості, наприклад, кут між 10-дБ точками. У цьому випадку конкретна точка на діаграмі спрямованості повинна описуватися шириною діаграми спрямованості 3дБ.

Ширина діаграми спрямованості антени є дуже важливою характеристикою і часто використовується як компроміс між нею і рівнем

бічних пелюсток; тобто при зменшенні ширини діаграми спрямованості бічні пелюстки збільшуються і навпаки. Крім того, ширина діаграми спрямованості антени також використовується для опису роздільної здатності антени розрізняти два сусідніх джерела випромінювання або радіолокаційні цілі. Найпоширеніший критерій роздільної здатності стверджує, що роздільна здатність антени розрізняти два джерела дорівнює половині ширини першого нульового променя, що зазвичай використовується для апроксимації ширини половинної потужності променя.

1.7 Смуга пропускання

Смуга пропускання антени визначається як діапазон частот, в якому характеристики антени по відношенню до деяких характеристик відповідають встановленому стандарту. Смугою пропускання можна вважати діапазон частот по обидва боки від центральної частоти, в якому характеристики антени знаходяться в межах прийнятних значень характеристик на центральній частоті. Для широкосмугової антени смуга пропускання зазвичай виражається як відношення верхньої до нижньої частоти прийнятної роботи. Оскільки характеристики антени не обов'язково змінюються однаково або навіть критично залежать від частоти, не існує єдиної характеристики смуги пропускання [4].

Вузькосмугові - антени покривають невеликий діапазон порядку декількох відсотків навколо розрахункової робочої частоти.

$$FBW = \frac{F_h - F_L}{F_c} \times 100 \quad (1.11)$$

де F_h = вища частота;

F_L = нижча частота;

F_c = центральна частота.

Широкопasmові антени покривають октавний або двоспasmовий діапазон частот.

$$FBW = \frac{F_h}{F_c} \times 100 \quad (1.12)$$

Спasmа пропускання - зміна імпедансу з частотою елемента антени призводить до обмеження діапазону частот, в якому елемент може бути узгоджений з лінією живлення.

Спasmа пропускання імпедансу зазвичай визначається в термінах зворотних втрат або максимального КСХ (зазвичай менше 2,0 або 1,5) в діапазоні частот перетворення спasmа пропускання від одного рівня до іншого може бути здійснено за допомогою співвідношення між спasmою пропускання B і Q :

$$B = \frac{SWR-1}{Q \cdot SWR} \quad (1.13)$$

$$Q = \% \text{ імпеданс} = \frac{F_h - F_l}{F_l F_h} \times 100 \quad (1.14)$$

1.8 Коефіцієнт стоячої хвилі напруги

Коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ), також відомий як коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСХН), не є власне характеристикою антени, але використовується для опису характеристик антени при підключенні до лінії передачі. Це міра того, наскільки добре імпеданс терміналу антени узгоджений з характеристичним імпедансом лінії передачі. Зокрема, КСВН - це відношення максимальної до мінімальної радіочастотної напруги вздовж лінії електропередачі. Максимуми і мінімуми вздовж ліній викликані частковим посиленням і згасанням радіочастотного сигналу, що

рухається вперед по лінії передачі, і його відбиттям від висновків антени. Якщо в імпедансі виводів антени відсутня реактивна (уявна) частина, а резистивна (дійсна) частина дорівнює характеристичному імпедансу лінії передачі, то антена і лінія передачі ідеально відповідає умові узгодження імпедансів [27]. Цьому загальному випадку відповідає формула:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (1.15)$$

де V_{max} = максимальна амплітуда радіочастотної напруги;

V_{min} = мінімальна амплітуда радіочастотної напруги.

1.9 Поляризація

У загальному випадку поляризацією антени називають спрямованість випромінювання цієї антени. Поляризація антени в заданому напрямку визначається як поляризація хвилі, що передається антеною. Якщо напрямок не вказано, то за поляризацію приймається поляризація в напрямку максимального підсилення. На практиці поляризація випромінюваної енергії змінюється в залежності від напрямку від центру антени, так що різні частини діаграми спрямованості можуть мати різну поляризацію. Поляризацією випромінюваної хвилі називається властивість електромагнітної хвилі, що характеризує зміну в часі напрямку і відносної величини векторів електричного поля, а саме форму лінії, що зображується як функція часу кінцем вектора, розглядуваного при фіксованому положенні в просторі, і сенс, в якому вона зображується, якщо спостерігати її вздовж напрямку поширення [4]. Види поляризації: лінійна, кругова, еліптична.

1.10 Вхідний опір

Вхідний опір визначається як опір, створюваний антеною на її затискачах, або відношення напруги до струму на парі затискачів, або відношення відповідної складової електричного поля до магнітного поля в точці. У цьому розділі нас цікавить насамперед вхідний опір на парі затискачів, які є вхідними затискачами антени, що визначається за формулою[28]:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (1.16)$$

де Z_A = Імпеданс антени на затискачах;

R_A = Опір антени на виводах;

X_A = Опір антени на виводах.

Висновки

У даному розділі представлені основні параметри антени, які використовувалися в антенних вимірюваннях, такі як зворотні втрати, спрямованість, діаграма спрямованості, смуга пропускання, КСХ, коефіцієнт підсилення, вхідний опір.

РОЗДІЛ 2

ДІЕЛЕКТРИЧНІ РЕЗОНАТОРНІ АНТЕНИ ТА МЕТОДИ ПОДАЧІ ЕНЕРГІЇ

Структура ДРА в основному складається з трьох основних компонентів. Це, по-перше, підкладка, по-друге, заземлення (ідеальний електричний провідник), витравлене на підкладці, і деякий діелектричний резонансний матеріал, розміщений над заземленням, який називається діелектричний резонатор (ДР). Проєктування ДР та їх використання в конструкціях ДРА, обговорюється в розділах 2-3.

По суті, ДР - це електронний компонент, який демонструє резонанс для широкого діапазону частот, як правило, в мікрохвильовому діапазоні. Якщо ДР розмістити у відкритому середовищі, то потужність буде втрачатися тільки у випромінюваних полях. Цей факт робить діелектричні резонатори корисними в якості антенних елементів, а не елементів в мікрохвильових ланцюгах, як накопичувачів енергії [20, 21].

Wi-MAX та WLAN засновані на стандартах технології, що дозволяє надавати бездротовий широкосмуговий доступ останньої милі [2]. WiMAX відноситься до інтероперабельних реалізацій стандарту бездротових мереж IEEE 802.16, які можуть працювати з більш високою швидкістю передачі даних або на більших відстанях. Він здатний працювати в діапазоні частот 3,4-3,6 ГГц, а також в діапазоні 5,5 ГГц [14]. Хоча на ринку з'явилися стандарти WLAN в діапазоні 2,4 ГГц. Швидкість передачі даних, що підтримується такими системами, обмежена кількома мегабітами в секунду. На противагу цьому, в діапазоні 5-6 ГГц визначено низку стандартів, які забезпечують швидкість передачі даних понад 20 Мбіт/с, пропонуючи привабливі рішення для обробки зображень у реальному часі, мультимедіа та високошвидкісного відео. Для реалізації необхідних застосувань потрібні високопродуктивні широкосмугові

антени з високою ефективністю випромінювання. За останні кілька років антена з діелектричним резонатором привернула до себе велику увагу завдяки ряду переваг, таких як низький профіль, мала вага, низькі втрати на розсіювання, висока діелектрична міцність і більш висока пропускна спроможність [4]. ДРА мають декілька геометричних форм, включаючи циліндричну, прямокутну, сферичну, дискову, напівсферичну та трикутну форми (рис. 2.1).

Основною метою проєктування будь-якої антени є отримання широкого діапазону смуги пропускання. Описано декілька методів розширення смуги пропускання, що базуються на модифікації геометрії фідерів та зміні форми ДРА. В даній роботі спроектовані та змодельовані антени з діелектричним резонатором різної форми. Існує невелика кількість програмних засобів які дозволяють оптимізувати антену. Моделювання проводилося з використанням технології комп'ютерного моделювання (CST). Результатом стали спроектовані різні форми антен з одним та кількома діелектричними резонаторами для бездротових застосувань. Методи розширення смуги пропускання використані для отримання широкої смуги пропускання для певних резонансних частот.

2.1 Основні характеристики ДРА

ДРА має декілька важливих особливостей. У ДРА можна використовувати широкий діапазон діелектричних проникностей ($\epsilon_{\square\square} = 2,1 - 100$), що дозволяє проєктувальнику контролювати фізичний розмір ДРА (рис. 2.1) та його смугу пропускання.

1. Розмір ДРА пропорційний $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_{\square\square}}$, де λ_0 - довжина хвилі вільного простору на резонансній частоті, а $\epsilon_{\square\square}$ - діелектрична проникність матеріалу.

2. ДРА можуть бути розроблені для роботи в широкому діапазоні частот від 1,3 ГГц до 40 ГГц [7].
3. Висока ефективність випромінювання (95%) завдяки відсутності провідникових або поверхневих хвильових втрат.
4. Для ефективного збудження ДРА можна використовувати декілька механізмів підведення (включаючи щілини, зонди, мікросмушкові лінії, діелектричний світловод та копланарні хвилеводні лінії).
5. ДРА можуть збуджуватися декількома модами, багато з яких випромінюють діаграму спрямованості, подібну до коротких електричних або магнітних диполів, створюючи або широкосмугові, або всеспрямовані діаграми спрямованості для різних вимог до покриття [7].
6. Вибираючи діелектричний матеріал з низькими характеристиками втрат, можна підтримувати високу ефективність випромінювання навіть на частотах міліметрового діапазону завдяки відсутності поверхневих хвиль і мінімальним втратам в провідниках з [7, 9].
7. Широкий контроль над розміром і смугою пропускання
8. Жорсткий ϵ_r контроль: $\pm 1-5\%$,
9. Висока добротність Q: до 10000 ($f = 10$ ГГц)

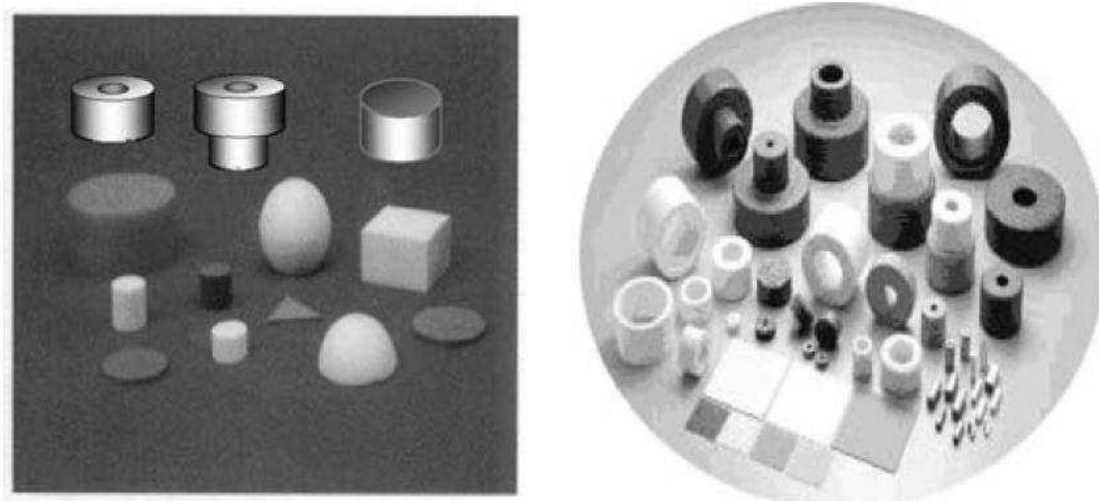


Рис. 2.1 ДРА різної форми (циліндричні, прямокутні, напівсферичні, низькопрофільні кругло-дискові, низькопрофільні трикутні)

2.2 Переваги ДРА

В останні кілька років широкі дослідження ДРА були зосереджені на резонаторах різної форми, способах підживлення та методах розширення смуги пропускання. Специфічні особливості ДРА зробили їх придатними для різноманітних застосувань, особливо для застосування в міліметровому діапазоні хвиль (ММХ). ДРА можна легко підключати майже до всіх типів ліній електропередачі. Вони можуть бути легко інтегровані зі схемами ММІС. У застосуванні на міліметрових хвилях втрати провідника металевих антен стають значними, і ефективність антени значно знижується, а для ДРА єдиними втратами є втрати через недосконалий матеріал виготовлення, які на практиці можуть бути дуже малими. Тому ДРА мають високу ефективність випромінювання. У порівнянні з мікросмужковими патч-антенами, антени з діелектричним резонатором мають більш широку смугу пропускання імпедансу. Для типової ДРА з діелектричною проникністю 10 може бути досягнута смуга пропускання 10%. Уникнення поверхневих хвиль є ще однією привабливою перевагою ДРА перед мікросмужковими антеннами. Окремі ДРА можуть мати різну форму, включаючи прямокутну, циліндричну, трикутну, конічну, напівсферичну. Однак, серед цих різних форм найбільш поширеними є циліндрична і прямокутна. Причому прямокутна має перевагу в тому, що має один додатковий ступінь свободи для конструктивних цілей. Звідси впливають різноманітні структури подачі, електромагнітні поля яких можуть бути пов'язані з ДРА [7]. Зазвичай поширеними схемами підведення є копланарне хвилеводне підведення, мікросмужковий апертурний зв'язок, прямий мікросмужковий зв'язок, зондовий зв'язок та конформний смужковий зв'язок. Серед цих конфігурацій подачі, апертурна муфта більше підходить для застосувань ММХ. У конфігурації з апертурним з'єднанням (оскільки ДРА

розміщується на площині заземлення мікросмужкової подачі) виключається паразитне випромінювання від мікросмужкової лінії. На рис. 2.1 показані ДРА різної форми: циліндричні, прямокутні, напівсферичні, низькопрофільні кругло-дискові, низькопрофільні трикутні. Ізоляція живильної мережі від випромінюючого елемента є ще однією перевагою методу апертурного зв'язку [25].

ДРА широко використовуються для багатьох застосувань, оскільки вони мають багато корисних характеристик, таких як низький профіль, невелика вага, низька вартість і широка смуга пропускання. Вони можуть бути використані для численних застосувань як окремі елементи, так і в середовищі масиву. Крім того, широка смуга пропускання, низька вартість, низькі втрати на розсіювання на високих частотах і висока ефективність випромінювання є невід'ємними перевагами ДРА перед звичайними патч-антенами. У порівнянні з мікросмужковими антенами, які мають більш високі втрати провідності і поверхневих хвиль в антенних решітках, ДРА мають високу ефективність випромінювання і високу здатність обробки потужності завдяки відсутності металевих втрат. На відміну від мікросмужкових антен, ДРА не підтримує поверхневі хвилі, якщо розміщується безпосередньо на земній поверхні.

В останні роки ДРА розглядаються як потенційні антени для мобільних телефонів. Загальною проблемою мініатюризації радіочастотних резонаторів, що використовуються у фільтрах і невеликих антенах, є зниження ефективності через втрати в провідниках. У ДРА можна очікувати менших втрат у провідниках, ніж у типових металевих антенах, таких як мікросмужкові пластини, оскільки ДРА мають менше металевих частин. Таким чином, ДРА є альтернативним потенційним рішенням для мініатюризації антенних елементів. Крім того, цей тип антен може бути легко інтегрований в мікрохвильові інтегральні схеми, оскільки існує можливість виготовлення безпосередньо на друкованій платі

телефону.

Отже, специфічні особливості ДРА зробили їх придатними для різноманітних застосувань, особливо в мікрохвильовому діапазоні. ДРА мають невеликі розміри і низьку вартість. Вони можуть бути легко з'єднані практично з усіма типами ліній передачі [16, 17].

ДРА мають ряд переваг у порівнянні зі звичайними мікрохвильовими антенами, і тому багато застосувань охоплюють широкий діапазон частот. Деякі з основних переваг антен на діелектричних резонаторах у порівнянні зі звичайними мікросмужковими антенами є наступними:

1. ДРА має набагато ширшу смугу пропускання, ніж мікросмужкові антени, оскільки вона випромінює через всю поверхню антени, за винятком порту заземлення, в той час як мікросмужкові антени випромінюють тільки через дві вузькі щілини випромінювання.
2. Більш висока ефективність.
3. Уникнення поверхневих хвиль є ще однією привабливою перевагою ДРА перед мікросмужковими антенами.
4. Легка вага, малий об'єм і низькопрофільна конфігурація, яку можна зробити конформною.
5. ДРА має високий ступінь гнучкості та універсальності, що дозволяє створювати конструкції, які відповідають широкому спектру фізичних або електричних вимог різноманітних комунікаційних застосувань.
6. Простота виготовлення.
7. Висока ефективність випромінювання.
8. Висока діелектрична міцність і більша пропускна здатність.
9. У ДРА можуть використовуватися різні форми резонаторів (прямокутні, циліндричні, напівсферичні), що дозволяє гнучко підходити до проєктування.

10. Низька вартість виробництва.
11. Для ефективного збудження ДРА можна використовувати декілька механізмів підведення (зонди, щілини, мікросмужкові лінії, діелектричні світловоди та копланарні хвилеводні лінії), що робить їх придатними для інтеграції з різними існуючими технологіями [4, 17].

2.3 Переваги ДРА над мікросмужковими антенами

В цілому антени з діелектричним резонатором мають більш привабливі характеристики в порівнянні зі звичайними мікросмужковими патч-антенами. Перелік основних переваг ДРА перед мікросмужковими антенами наведено нижче [25].

1. Значно ширша смуга пропускання.

Робоча смуга пропускання ДРА може змінюватися за рахунок діелектричної проникності (ϵ_r) матеріалу резонатора та його розмірів.

2. Ефективність випромінювання більша.

Оскільки ДРА випромінює через всю поверхню антени, а у випадку мікросмужкової патч-антени випромінює тільки через патч.

3. Уникнення поверхневих хвильових і металевих втрат. Таким чином, ДРА мають більш високу пропускну здатність.

Таким чином, ДРА мають більш високу пропускну здатність та можуть працювати в широкому діапазоні температур. Термостійка кераміка дозволяє антені працювати в широкому діапазоні температур.

Проблеми з мікросмужковою патч-антенною.

1. Вузька смуга пропускання для електрично тонких підкладок.
2. Високі частоти призводять до більших омичних втрат. При чому електрично товстіші підкладки, які підтримують поверхневі хвилі,

знижують ефективність випромінювання.

3. Низький коефіцієнт підсилення.
4. Недосконала поляризаційна чистота.
5. Паразитне випромінювання фідера.
6. Мають низьку діелектричну міцність. Отже, вони не можуть обробляти таку ж вихідну потужність, як інші антени.

2.4 Розширення смуги пропускання за допомогою ДРА

Основною значимою особливістю антен із діелектричним резонатором є розширення смуги пропускання. Добираючи правильну структуру для ДРА, існує можливість легко збільшити смугу пропускання. Провідні методи, що використовуються для розширення смуги пропускання за допомогою ДРА, перераховані нижче [25].

1. Оптимізація механізмів подачі та параметрів ДРА.
2. Використання модифікованої геометрії подачі.
3. Зміна форми ДРА.
4. Використання в конструкціях ДРА стекових діелектричних резонаторів.
5. Введення повітряного проміжку між землею і діелектричним резонатором.
6. Зміна діелектричної проникності діелектричного резонатора.
7. Використання паразитних зв'язків з різними резонаторами.

У сучасних конструкціях ДРА для розширення смуги пропускання використовується метод стекування.

2.5 Базові форми діелектричних резонаторних антен і методи розширення смуги пропускання

2.5.1 Циліндрична ДРА

Циліндричні ДРА мають переваги перед напівсферичними та прямокутними формами ДРА. Вони забезпечують більшу гнучкість конструкції, де співвідношення радіус/висота контролює резонансну частоту і добротність. Змінюючи розміри ДРА, можна отримати різні значення добротності. Виготовлення циліндричної ДРА набагато простіше, ніж напівсферичної ДРА. В ній можна легко збуджувати різні режими, що призводить до формування діаграми спрямованості або всеспрямованої діаграми направленості. Вона має на один ступінь свободи більше, ніж напівсферична форма. Така ДРА має співвідношення сторін a/h , яке визначає добротність для даної діелектричної проникності [7].

Різні підкласи ДРА можуть бути отримані з циліндричної форми, такі як розщеплені циліндричні ДРА, циліндрично-кільцеві ДРА, електричні монопольні ДРА, циліндричні ДРА з дисковим навантаженням, секторизовані циліндричні та кільцеві ДРА, еліптичні ДРА, конічні ДРА. Кільцеві ДРА, які є підкласом циліндричних ДРА, здатні забезпечити підвищені характеристики смуги пропускання по імпедансу. Циліндричні діелектричні резонатори використовуються в схемотехніці, фільтрах і генераторах і особливо в мікросмужкових технологіях, де резонансні порожнини хвильоводів не дуже практичні. Геометрія циліндричного ДРА показана на рис. 2.2. Вона складається з матеріалу висотою h , радіусом a і діелектричною проникністю.

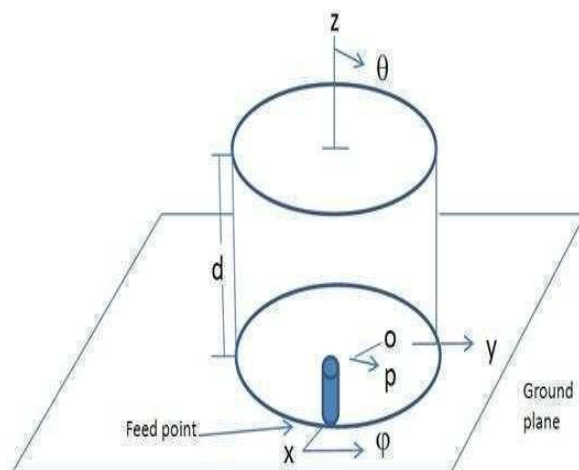


Рис. 2.2 Геометрія циліндричної ДРА

Ця форма пропонує на один ступінь свободи більше, ніж напівсферична форма, оскільки вона має співвідношення сторін a/h , яке визначає Q_0 і добротність для даної діелектричної проникності [7].

2.5.2 Напівсферична ДРА

Напівсферична форма ДРА має перевагу перед прямокутною та циліндричною формами, оскільки інтерфейс між діелектриком та повітрям є простішим. Завдяки цьому для функції Гріна отримано вираз у замкнутій формі. Напівсферична ДРА характеризується радіусом a , діелектричною проникністю, як показано на рис. 2.3.

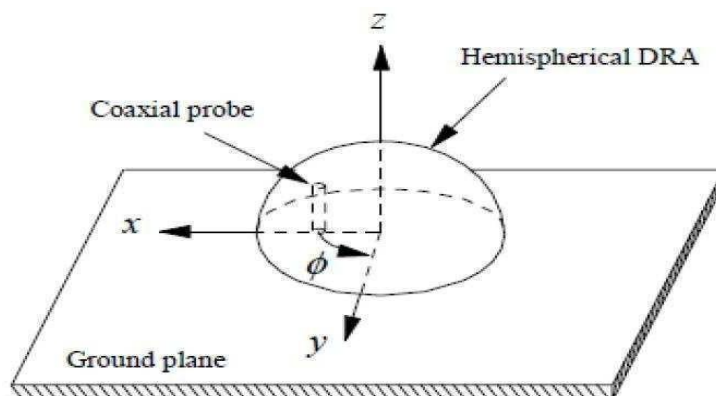


Рис. 2.3 Конфігурація напівсферичної ДРА з зондовим живленням

Припускаємо, що напівсферична ДРА, яка встановлена на площині землі, має нескінченну провідність і нескінченну протяжність. Теорія зображень корисна для прирівнювання напівсферичної ДРА радіусом до ізольованої діелектричної сфери того ж радіуса. Поперечна електрична (ПЕ) і поперечна магнітна (ПМ) моди є різними модами в діелектричній сфері. Поперечні електричні (ТЕ) режими мають нульове значення радіальної складової електричного поля ($E_r=0$), а поперечні магнітні (ТМ) режими мають нульову радіальну складову магнітного поля ($H_r=0$). Фундаментальними модами для півсферичних ДРА є TE_{111} , діаграма випромінювання якої подібна до короткого горизонтального магнітного диполя, та TM_{101} , діаграма випромінювання якої подібна до короткого електричного монополя [9].

2.5.3 Прямокутна ДРА

Прямокутна форма ДРА має більше переваг перед циліндричною та напівсферичною. Вона пропонує другий ступінь свободи, що на один більше, ніж у циліндричної форми і на два більше, ніж у напівсферичної форми. Це надає конструктору більшу гнучкість при проектуванні для досягнення бажаного профілю і смуги пропускання для заданої резонансної частоти і діелектричної проникності. В ізольованому прямокутному діелектричному провіднику різні режими можна розділити на ТЕ і ТМ, але з ДРА, встановленим на площині землі, як правило, може збуджуватися тільки режим ТЕ. Прямокутна ДРА може підтримувати ТЕ моди (TE_x , TE_y і TE_z), які будуть випромінюватись як короткий магнітний диполь. Резонансна частота кожної з цих мод буде функцією розмірів ДРА. Правильно підібравши розміри ДРА, проектувальник може уникнути появи небажаних мод у смузі частот під час роботи. Резонансну частоту режимів ТЕ можна розрахувати, розв'язавши трансцендентне рівняння [9].

2.5.4 Модель діелектричного хвилеводу

Модель діелектричного хвилеводу може бути використана для ізолюваної ДРА у вільному просторі (Рис. 2.4). Проведемо дослідження конфігурації поля, резонансної частоти та добротності [21, 26].

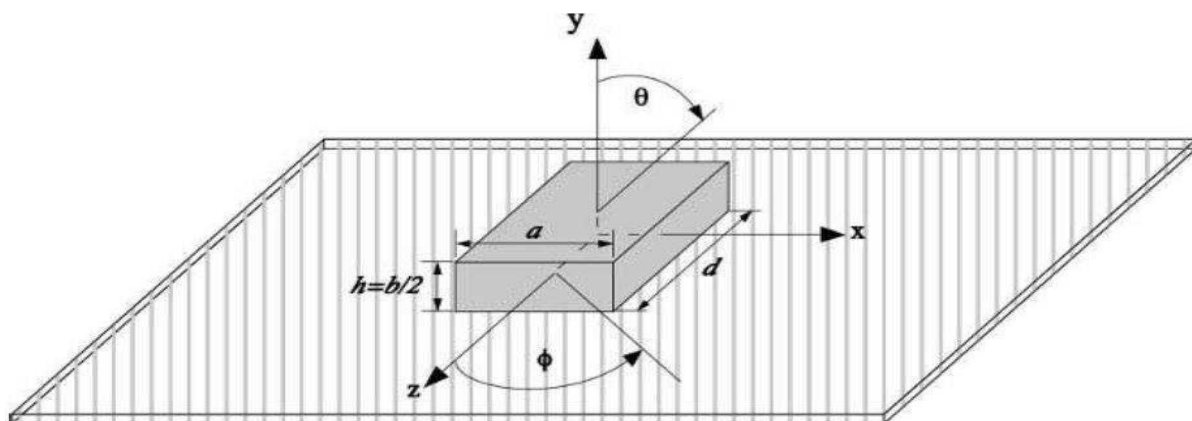


Рис. 2.4 ДРА на площині землі

2.5.5 Резонансна частота

За допомогою трансцендентного рівняння розраховується значення кГц. Нормована частота дорівнює:

$$F = \frac{2\pi a f_0 \varepsilon_r}{c} \quad (2.1)$$

На рис. 2.5 наведені криві залежності нормованої частоти (F) від співвідношення розмірів ДРА d/b для різних співвідношень a/b.

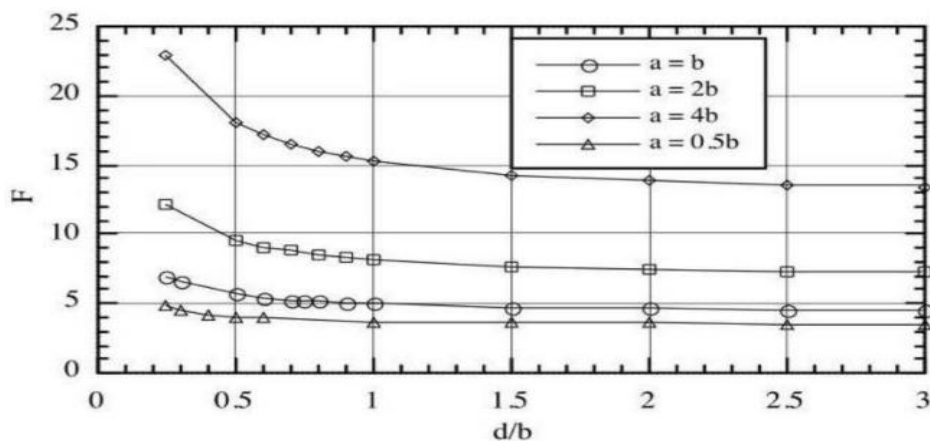


Рис. 2.5 Нормована частота прямокутної ДРА

Ці криві використовуються для розрахунку резонансної частоти ДРА без використання трансцендентного рівняння. Наприклад, для розрахунку резонансної частоти були взяті різні розміри: $\varepsilon_r = 10$, $a = b = d = 10$ мм, при $d/b=1$ значення $F = 5$ і $f_0 = 7,55$ ГГц [9].

2.5.6 Стековий метод

Методом підвищення пропускної здатності в ДРА є їхнє накладання одна на одну. У багатьох випадках за допомогою одного елемента ДРА неможливо досягти бажаних характеристик. Наприклад, діаграма спрямованості з високим коефіцієнтом підсилення не може бути синтезована за допомогою однієї ДРА будь-якої форми. У цих випадках для забезпечення бажаних характеристик можна використовувати ДРА з відповідним розташуванням елементів і конфігурацією подачі.

Домінуюча мода діаграми спрямованості в більшості конструкцій з зондовим або щілинним живленням знаходиться в напрямку широкої сторони елементів. У ДРА метод стекування є одним з високоефективних для розширення смуги пропускання. На рис. 2.6 показана циліндрична стекована антена з діелектричним резонатором. Конфігурація ДРА, що складається з двох циліндричних дисків з різних матеріалів, вертикально укладених один на інший, розміщених над площиною землі, містить два циліндричні диски з різних матеріалів. Нижній ДРА збуджується подачею зонда, в той час як верхній ДРА електромагнітно зв'язаний, де циліндричний ДРА має радіус (a), висоту (h) і відносну діелектричну проникність (ε_r) [7].

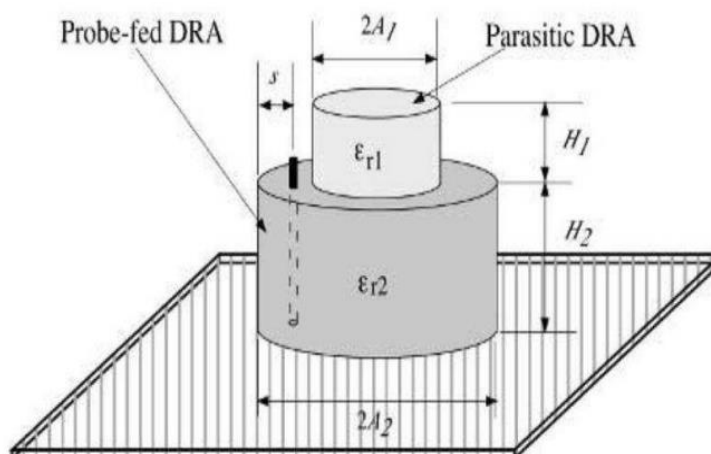


Рис. 2.6 Геометрія складених циліндричних ДРА

Повітряні проміжки також можуть бути введені між ДРА для збільшення смуги пропускання імпедансу. Параметри, що відповідають циліндрам, можуть бути обрані відповідно до вимог. Основним недоліком цього методу є те, що геометрія ДРА не є низькопрофільною [7].

2.5.7 Копланарний паразитний метод

Що стосується механічних конструкцій і процесу виготовлення, мікросмушкові антени мають перевагу. Вони дозволяють використати травлення, а механізм подачі і антена можуть бути структуровані в одному процесі з великою точністю вирівнювання. Переваги стають більш відчутними в структурі антенних решіток. ДРА вимагає клею для кріплення ДР над площиною землі і більше ручних зусиль при вирівнюванні антени зі структурою подачі.

Іншим методом підвищення імпедансної смуги пропускання ДРА є використання методу решітки. У методі стека ДРА встановлюються одна на одну, що додає приріст до загальної висоти антени [27]. Для певних застосувань існує обмеження по висоті при проектуванні ДРА. Для розширення смуги пропускання ДРА використовується альтернативний

метод, який називається копланарним паразитним методом, де ДРА також можуть бути розміщені в одній площині. При цьому центральний елемент збуджується будь-яким методом живлення, а сусідні елементи електромагнітно зв'язуються між собою. Основним недоліком є те, що тут проблема стає більш вираженою в структурі масиву, де співвідношення окремих елементів і масиву стає більш критичною. Це явище може призвести до погіршення характеристик випромінювання антени. Для подолання проблеми було запропоновано виготовляти решітку ДРА з одного листа шляхом перфорації області між елементами ДРА решіткою отворів [27].

На рис. 2.7 показана широкопasmово конфігурація з трьох ДРА. Центральний ДР з'єднаний з мікросмужковою лінією живлення. Внизу знаходиться земля, а над нею розміщена підкладка. ДР розміщені над матеріалом підкладки [27].

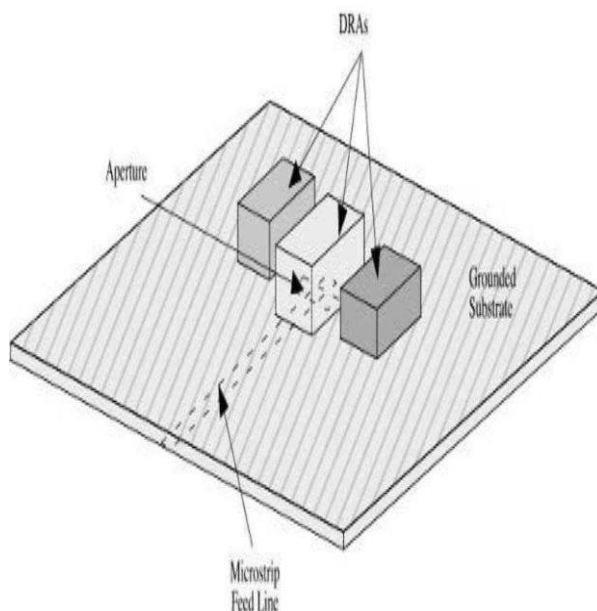


Рис. 2.7 Конфігурації 3-х ДРА з використанням копланарного паразитного методу

Копланарний паразитний метод має декілька недоліків:

1. Процес подачі стає складнішим у порівнянні з методом одиночної

подачі складених ДР.

2. ДРА вимагає більше ручних зусиль для вирівнювання ДРА зі структурою подачі.
3. Вимоги до розміру також дуже високі, порівняно з методом ДР з однією підкладкою.

Виходячи з вищезазначених факторів, як правило, віддають перевагу стековим діелектричним резонаторам для розширення смуги пропускання.

2.5.8 Вбудований метод

Смуга пропускання ДРА може бути збільшена за рахунок використання вбудованого методу, коли ДРА також можуть бути вбудовані один в одного [27].

Незважаючи на те, що в порівнянні з методом стекування, копланарний паразитний метод має декілька недоліків, таких як:

1. Використання декількох діелектричних резонаторів з різною діелектричною проникністю робить цей метод більш складним у порівнянні з методом з одним діелектричним резонатором з різною діелектричною проникністю.
2. Позиціонування діелектричного резонатора є менш гнучким у порівнянні зі складеним методом.

Виходячи з перерахованих вище недоліків, в цілому віддаємо перевагу стековим діелектричним резонаторам для розширення смуги пропускання на частотах міліметрового діапазону хвиль.

2.6 Коаксіальне живлення

Існує декілька методів підведення або передачі електромагнітної енергії до антени з діелектричним резонатором. П'ять найбільш

популярних методів подачі - це коаксіальний зонд, щілинна діафрагма, мікросмужкова лінія, копланарне з'єднання і діелектрична направляюча зображення [10].

Коаксіальне живлення або живлення через зонд є дуже поширеним методом, який використовується для живлення антен з діелектричним резонатором, як показано на рис. 2.8. У цьому методі зонд може бути розміщений поруч з ДРА або може бути вбудований в нього.

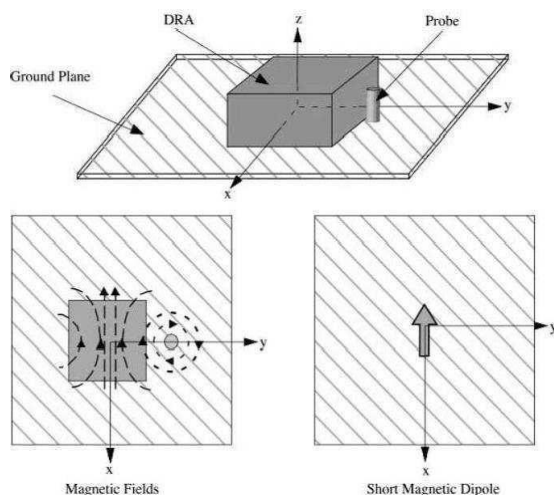


Рис. 2.8 Антени з діелектричним резонатором із зондовим живленням

Величина зв'язку може бути збільшена шляхом регулювання висоти зонда і розташування ДРА. В ДРА можна збуджувати різні режими в залежності від місця розташування зонда. Для зонда, розташованого поруч з ДРА, збуджуються магнітні поля режиму $TE_{11\delta}$ прямокутного ДРА, який випромінює як горизонтальний магнітний диполь. Для зонда, розташованого в центрі циліндричної ДРА, збуджується мода TE_{011} і випромінюється як вертикальний диполь. Ще однією перевагою використання з'єднання зондів є те, що вони можуть підключатися безпосередньо до системи 50 Ом, без необхідності в узгоджувальній мережі. Зонди придатні на більш низьких частотах, де апертурний зв'язок

не може бути застосований через великий розмір необхідної щілини [4].

2.7 Щілинна апертура

У методі щілинної діафрагми ДРА збуджується через діафрагму в площині землі, на якій він розміщений. Апертурний зв'язок може бути застосований до ДРА будь-якої форми, наприклад, прямокутної, циліндричної або напівсферичної. Діафрагма працює як магнітний струм, що протікає паралельно розміру щілини, який збуджує магнітні поля всередині ДРА. Апертурний тип живлення складається з щілини, вирізаної в площині землі і живиться мікросмужковою лінією під площиною землі (рис. 2.9).

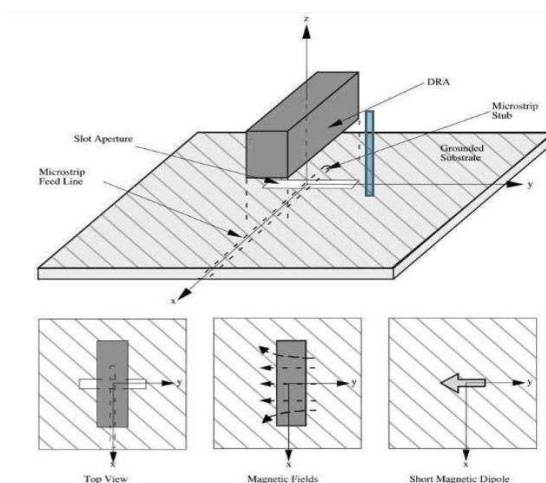


Рис. 2.9 Антени зі щілинною апертурою та діелектричним резонатором

Для уникнення паразитного випромінювання мережа живлення розташована нижче площини землі. Крім того, щілинне з'єднання є привабливою технікою для інтеграції ДРА з друкованими структурами подачі. Рівень з'єднання може бути змінений шляхом переміщення ДРА по відношенню до щілини. Як правило, для підкладки використовується

матеріал з високою діелектричною проникністю, а для верхньої діелектричної пластини резонатора - товстий матеріал з низькою діелектричною проникністю для оптимізації випромінювання від антени. Основним недоліком цього методу живлення є те, що його проблематично виготовити через багатошаровість, що також збільшує товщину антени. Цей метод живлення також забезпечує вузьку смугу пропускання (до 21%) [26].

2.8 Мікросмугова лінійна подача

У цьому типі техніки підведення провідна смужка підключається безпосередньо до краю патча. Поширеним методом з'єднання з діелектричними резонаторами в мікрохвильових колах є безконтактне з'єднання з мікросмужковими лініями (рис.2.10). Мікросмужкове з'єднання буде збуджувати магнітні поля в ДРА для створення режиму короткого горизонтального магнітного диполя. Рівень зв'язку можна змінювати бічним розташуванням ДРА відносно мікросмужкової лінії та відносною діелектричною проникністю ДРА [25].

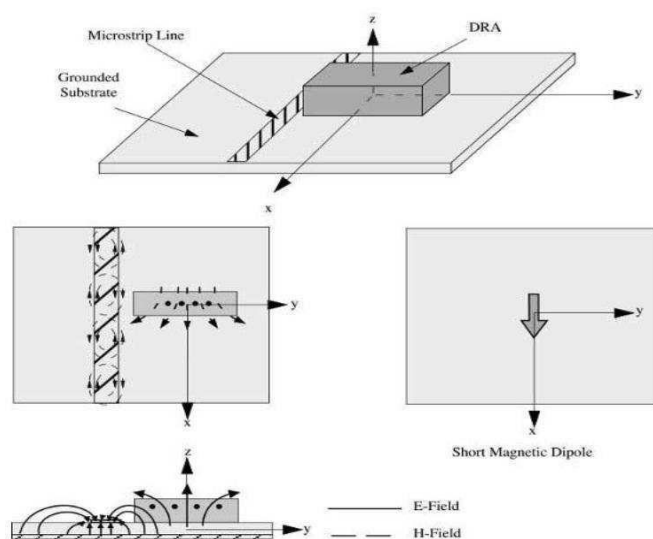


Рис. 2.10 ДРА з мікросмужковим живленням

У ДРА кількість зв'язків, як правило, досить мала для забезпечення широкої смуги пропускання. Мікросмужкові лінії можуть бути використані як послідовне живлення для лінійного масиву ДРА. Це простий метод живлення, оскільки він забезпечує легкість виготовлення і простоту моделювання разом з узгодженням імпедансу. Однак зі збільшенням товщини діелектричної підкладки, що використовується, зростають поверхневі хвилі та паразитне випромінювання фідера, що обмежує смугу пропускання антени. Недоліком цього методу є те, що поляризація решітки аналізується за орієнтацією мікросмужкової лінії, тобто напрямом магнітних полів в ДРА буде паралельний мікросмужковій лінії.

2.9 Діелектрична направляюча зображення

Діелектричні направляючі зображення є ще однією привабливою технологією з'єднання в ДРА, як показано на рис.2.11.

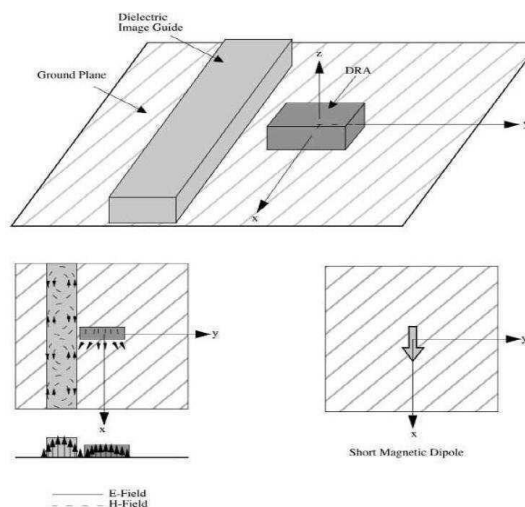


Рис. 2.11 Діелектрична дзеркальна антена решітка з направляючою діаграмою спрямованості

Діелектричні світловоди мають переваги над мікросмужками на міліметрових частотах хвиль, оскільки вони не так сильно потерпають від втрат у провідниках. Як і у випадку з мікросмужками, величина зв'язку з ДРА, як правило, досить мала, особливо для ДРА з більш низькими значеннями діелектричної проникності, хоча є можливість збільшити зв'язок, працюючи з напрямною ближче до частоти відсічення. Таким чином, діелектрична направляюча зображення найкраще використовується як послідовне підведення до лінійного масиву ДРА [25].

2.10 Аналітична оцінка антени з діелектричним резонатором

При проєктуванні вхідний опір є важливим параметром, який є вихідним для збудження ДРА. Вхідний опір як функція частоти необхідний для визначення смуги пропускання і для узгодження антени з контуром. На жаль, не існує простих замкнутих виразів для прогнозування вхідного імпедансу ДРА при збудженні конкретним живленням і строгого аналітичного виразу. Наведемо деякі з методик, які були використані для прогнозування вхідного опору для ДРА, що збуджуються різними фідерами [7].

2.10.1 Аналіз функцій Гріна

Для ДРА з зондовим живленням вхідний опір (Z_{in}) може бути визначений за допомогою наступного рівняння:

$$Z_{in} = \frac{-l}{I_0^2} (E \cdot J_s) ds \quad (2.1)$$

де E = Електричні поля ДРА;

J_s = Густина струму джерела на зонді;

I_0 = Величина струму на зонді.

Електричні поля ДРА залежать від джерела збудження і визначаються за допомогою:

$$(E \cdot J_s)ds \quad (2.2)$$

Використовуючи деякі прості припущення про однорежимну роботу і струми на зонді, спочатку була отримана функція Гріна для напівсферичного ДРА, яка потім була використана для прогнозування вхідного опору ДРА з зондовим живленням, що працює в режимі TE_{111} . Ця методика була також застосована до напівсферичного ДРА з зондовим живленням, що працює в режимі TM_{101} . Вхідний імпеданс конформних смугових і апертурних подач також може бути проаналізований за допомогою функції Гріна. Перевагою цього методу є відносно швидкий час обчислень, необхідний для отримання вхідного імпедансу. Це корисний метод для аналізу впливу зміни розмірів зонда та його розташування і може бути використаний для оптимізації вхідного імпедансу. Основним недоліком є його обмеження тільки напівсферичною геометрією ДРА. Для інших форм ДРА потрібні інші аналітичні методи.

2.10.2 Чисельні методи аналізу ДРА

Чисельні методи аналізу ДРА можна розділити на дві групи: методи частотної області та методи часової області. Кожна категорія пропонує переваги для певних геометрій антен [7, 18].

2.10.3 Аналіз частотної області

Двома поширеними методами частотної області, які використовуються для аналізу ДРА, є метод моментів (ММ) та метод скінченних елементів (МСЕ). ММ був вперше розроблений для дріотяних або металевих антен довільної форми, але може бути поширений

на діелектричні матеріали шляхом введення еквівалентних струмів. МГД включає в себе дискретизацію антени на ряд невеликих сегментів і розв'язання для набору невідомих коефіцієнтів, що представляють струм на одному сегменті через відомим полем падіння. Аналіз ДРА не обмежується напівсферичною формою, і методика може бути використана для аналізу простих циліндричних і прямокутних форм ДРА. Визначення вхідного імпедансу ДРА за допомогою методу МОМ потребує більше пам'яті комп'ютера та часу ніж застосування функції Гріна. Таким чином, метод МОМ не є зручним інструментом для оптимізації швидкодії АПЧ. Метод МОМ використовується для дослідження впливу повітряних зазорів і розрахунку внутрішньої картини поля діаграми спрямованості різних режимів циліндричних ДРА [6, 7, 18].

МСЕ (метод скінченних елементів) може бути використаний для аналізу ДРА довільної форми. Подібно до МСЕ, він передбачає дискретизацію геометрії, але на відміну від МСЕ до МСЕ, він передбачає дискретизацію геометрії, але в той час, як в МСЕ сегментації потребують лише область АПР і площа землі вимагають сегментації, то в МСЕ весь об'єм, що оточує ДРА також повинен бути дискретизований, тим самим збільшуючи обчислювальний розмір задачі. Перевага МСЕ полягає в тому, що цей метод не вимагає формулювання еквівалентних струмів і, таким чином, може бути легко застосовуватися до конструкцій довільної форми. Іншою перевагою МСЕ є його доступність у вигляді комерційного програмного забезпечення, де надаються графічні інтерфейси користувача для спрощення геометричної постановки задачі. МСЕ використовується для визначення впливу скінченної площини ґрунту на діаграму спрямованості ДРА [6,7, 18].

2.10.4 Аналіз часової області

Існує два методи часової області, які застосовуються для аналізу: метод кінцевих різниць у часовій області (FDTD) та метод лінії передачі (TLM). Ці методи вимагають дискретизації всього об'єму навколо ДРА і, таким чином, можуть займати багато пам'яті та часу. У цьому методі для збудження ДРА використовується широкосмуговий імпульс, і шляхом перетворення рішення в частотну область вхідний імпеданс може бути визначений в широкому діапазоні частот. Для методів частотної області проблему потрібно було б повторно моделювати на кожній частоті, що цікавить, і знаходження імпедансної характеристики в широкому діапазоні частот могло б зайняти дуже багато часу. З методами частотної області, методи часової області є добротними інструментами для аналізу продуктивності заданої геометрії ДРА, але менш корисними для оптимізації їхньої продуктивності. FDTD використовується для розрахунку кругової поляризаційної діаграми спрямованості хрестоподібних ДРА і вхідного опору прямокутних ДРА з щілинним живленням. Метод ліній передачі використовується для розрахунку вхідного опору багатосегментних мікросмужкових ДРА з мікросмужковим живленням [6, 7].

2.11 Копланарний хвилевід

Копланарне підведення є дуже поширеною технікою, що використовується для з'єднання в антенах з діелектричним резонатором. На рис. 2.12 показано циліндричну ДРА, з'єднану з копланарним контуром.

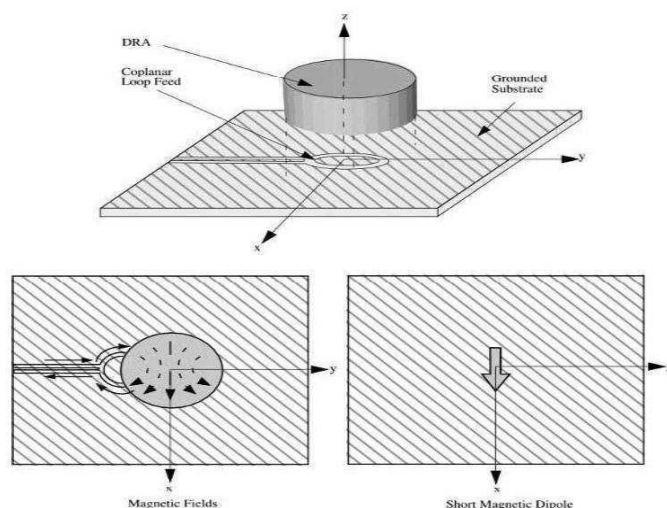


Рис. 2.12 Копланарний петлевий ДРА з петлевим живленням

Рівень зв'язку можна регулювати, розташовуючи ДРА над петлею [17]. Поведінка копланарної петлі подібна до поведінки коаксіального датчика, але перевагою петлі є те, що вона є ненав'язливою. Переміщуючи петлю подачі від краю ДРА до центру, можна встановити зв'язок або в режимі $HE_{11\delta}$, або в режимі TE_{011} циліндричного ДРА.

Метод подачі через копланарний хвильвід (CPW) також називають методом подачі через планарну смугову лінію. Техніка подачі CPW більш вигідна в порівнянні з іншими методами подачі, оскільки вона має низку привабливих особливостей:

1. Менший витік випромінювання.
2. Менша дисперсія, ніж у мікросмужкових ліній.
3. Активні пристрої можуть бути встановлені на верхній частині ланцюга, як на мікросмужкових лініях.

Такі особливості мають можливість забезпечити надзвичайно високу частотну характеристику (100 ГГц або більше), оскільки підключення до CPW не передбачає або не вимагає ніяких паразитних розривів в площині

землі [26].

Копланарний хвилевід (CPW) є такою лінією передачі, яка може досягти високої ефективності випромінювання. Крім того, КХВ має менші втрати, ніж мікросмужкова лінія.

Одним з перспективних застосувань технології антен з копланарним хвилеводом є те, що волоконно-оптична система може бути інтегрована з щілинною антеною. Нещодавно були розроблені різні типи щілинних антен, що живляться CPW, для широкосмугових застосувань, досягаючи 50% смуги пропускання в багатощілинній конструкції та 60% і ширини за рахунок оптимізації шлейфу. Як і у випадку з мікросмужковою лінією збудження, щілинні антени, що збуджуються копланарними хвилеводами, також мають двонаправлені характеристики випромінювання [25].

Планарні друковані антени з живленням від копланарних хвилеводів (КХВ) мають ряд переваг, оскільки побудовані на одношаровій конструкції, мають низьку вартість, низькопрофільні та нескладні для інтеграції на друковану плату трансивера [25].

Висновки

У даному розділі подано основну теорію, що лежить в основі ДРА, відомості про основні геометричні форми, що використовуються в ДРА. Також обговорюються деякі методи розширення смуги пропускання та визначаються переваги та недоліки різних методів живлення ДРА.

РОЗДІЛ 3

МОДЕЛЮВАННЯ ДРА В ПРОГРАМІ CTS

Метою даного проєкту є розробка та виготовлення діелектричної резонаторної антени, яка може бути використана для вузькосмугових специфічних бездротових додатків відповідно до специфікацій. Тобто використовуються такі робочі частоти, як WiMAX, WLAN, Wi-Fi, також антена повинна бути невеликого розміру з можливістю легкого виготовлення за допомогою наявного лабораторного обладнання. Зворотні втрати повинні бути менше -10дБ на бездротових частотах, що означає, що лише 10% потужності буде віддаватися електромагнітним полем, в той час як 90% потужності буде передаватися. Інші аспекти, такі як ширина променя, бічні пелюстки, VSWR, поляризація, вимірювання імпедансу не розглядалися на етапі проєктування.

Особлива увага на етапі проєктування була приділена отриманню подвійних смуг одночасно за рахунок оптимізації методів живлення та структур діелектричних резонаторів.

3.1 Компактна циліндрична ДРА з подачею CPW для застосування в системах WI-FI/BLEETOOTH

Серед різних форм ДРА, циліндрична форма ДРА забезпечує більшу гнучкість конструкції, де зовнішній і внутрішній радіуси контролюють резонансну частоту. У циліндричній ДРА можна легко збуджувати різні режими, що призводить до формування діаграми спрямованості або всепрямованого випромінювання. Новий циліндричний тип ДРА призначений для застосування у Wi-Fi/Bluetooth системах, що стало наслідком створення нового типу складеної циліндричної ДРА. Збудження

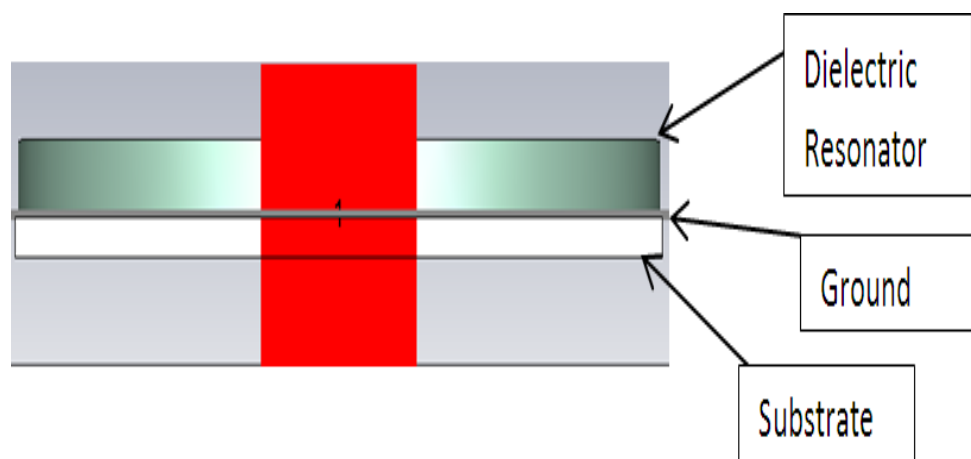
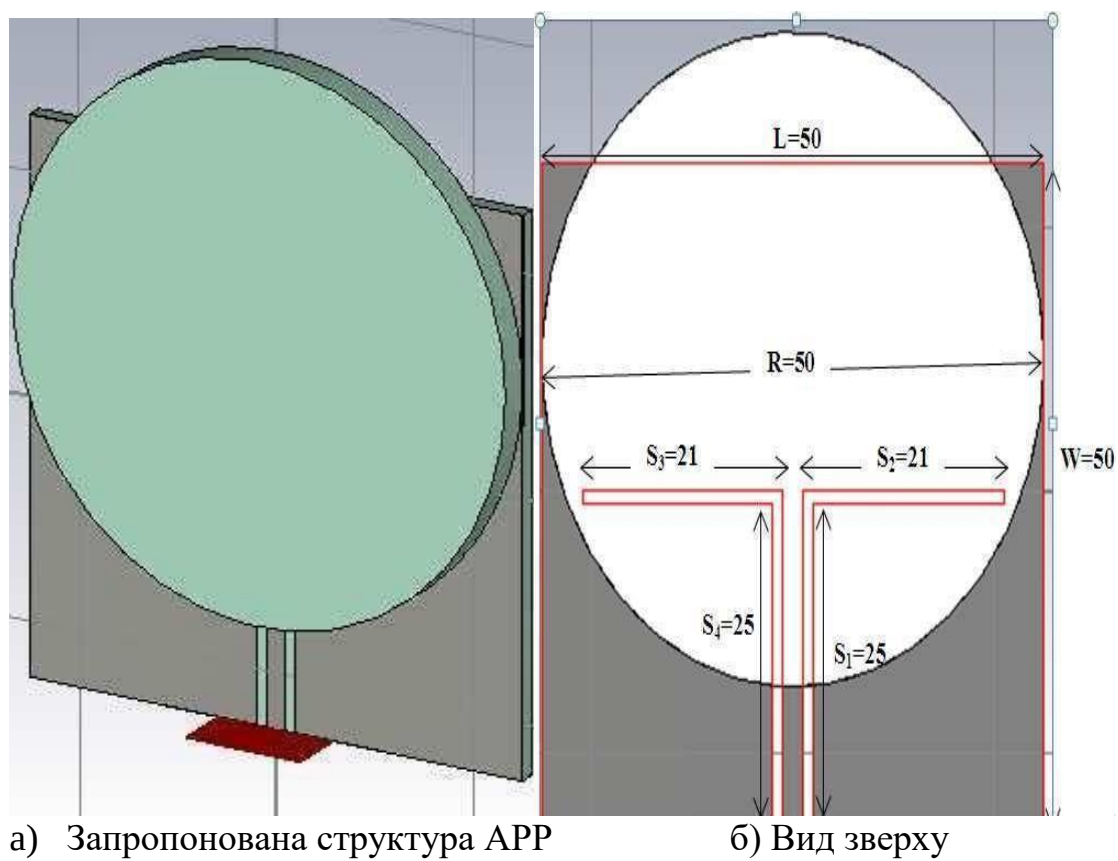
ДРА здійснюється за рахунок використання ХПВ підживлення. Копланарний хвилевід (CPW) являє собою індуктивну щілину, яка одночасно виконує роль ефективного випромінювача та живлячої структури ДР. Основними перевагами КХВ є те, що він забезпечує менший витік випромінювання та меншу дисперсію, ніж мікросмужкові лінії [25]. Завдяки цим особливостям дана конструкція циліндричної ДРА підходить для систем бездротового зв'язку і особливо для додатків Wi-Fi/Bluetooth.

Wi-Fi - популярна технологія, яка дозволяє електронному пристрою обмінюватися даними бездротовим способом (за допомогою радіохвиль) через комп'ютерну мережу, що складається з високошвидкісних мереж Інтернет. Wi-Fi Alliance визначає Wi-Fi як будь-які "продукти бездротових локальних мереж (WLAN), які базуються на стандартах Інституту інженерів з електротехніки та електроніки (IEEE- 802.11a/b/g)".

У даній компактній конструкції використано новий циліндричний діелектричний резонатор, який збуджується за допомогою методу копланарного хвилеводу (CPW).

Конструкція антени. Запропонована нова структура циліндричної ДРА [7] показана на рис. 3.1. Ця антена складається з циліндричної ДР та центральної індуктивної щілини CPW, яка витравлена на підкладці FR4 ($\epsilon_{\square} = 4,3$, $T = 1,6$ мм), де L і W позначають довжину та ширину підкладки відповідно. ДР розміщується над підкладкою, протравленою шліфованою площиною від прорізу до нижнього краю ДР. Лінійка 50Ω CPW спроектована з шириною центральної металевої смуги $\square_{\square} = 2\text{мм}$ і шириною зазору 1мм. Матеріал резонатора - тефлон з діелектричною проникністю 2,1. Циліндричний ДР має розміри (L) і діелектричну діелектричної проникності $\epsilon_{\square\square} = 2,1$ [2, 7]. З іншого боку, оптимальна довжина щілини для збудження ДР залежить від резонансної частоти ДР [9], тому довжина щілини повинна бути оптимізована таким чином, щоб

досягти вузькосмугового резонансу для додатків Wi-Fi.



с) Вид спереду

Рис 3.1 а) Запропонована структура ДРА, б) вигляд зверху, с) вигляд спереду запропонованої структури антени

Результати та обговорення. Як зазначалося в попередньому розділі, діапазон Wi-Fi може бути досягнутий шляхом модифікації довжини плеча подачі і базової форми діелектричного резонатора. Тому першим кроком проектування була модифікація форми циліндричного ДР. Для досягнення оптимальних характеристик виконано параметричне дослідження для дослідження характеристик запропонованої антени. Параметри антени: радіус $R = 25\text{мм}$, товщина ДР $\epsilon = 3\text{мм}$, $\epsilon_{dr} = 4,3$, $L = W = 50\text{мм}$, $S_1 = 25\text{мм}$, $S_2 = 21\text{мм}$.

Змодельована резонансна частота ДР індуктивної щілини становить приблизно 2,4 ГГц. Для випадку $S_2 = 21\text{мм}$ спостерігається вузька смуга пропускання з меншим $S_{11}(-33,66\text{ дБ})$. Ця ДРА змодельована за допомогою пакету CST microwave studio suite™.

А. Параметричні результати

Залежність змодельованих зворотних втрат циліндричної ДРА від частоти показано на рис. 3.2. Змінюючи довжину щілини S_2 , можна легко змінювати резонансні частоти. Запропонована антена досягає 14,46 відсотка імпедансу смуги пропускання від 2,25 ГГц до 2,6 ГГц, покриваючи діапазон 2,4 ГГц Wi-Fi для $S_2 = 21\text{ мм}$. На основі інформації, отриманої в результаті параметричних досліджень, розроблено прототип антени для 2,4 ГГц (IEEE-802.11a, Wi-Fi).

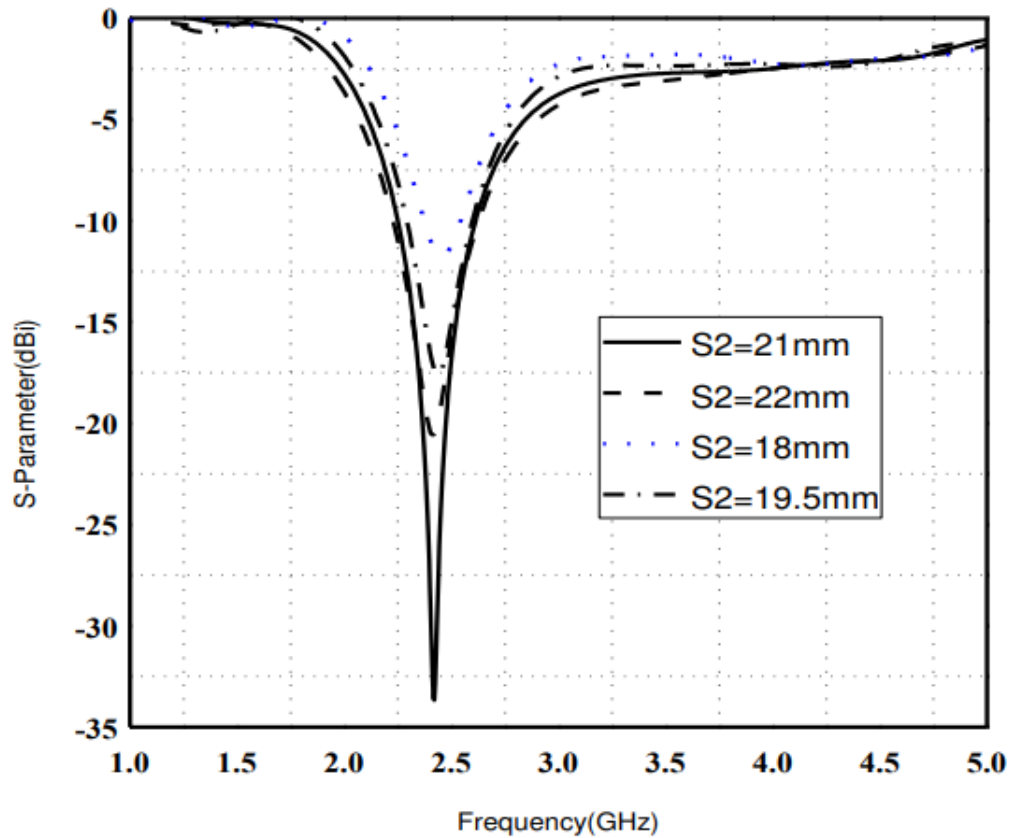


Рис. 3.2. Моделювання зворотних втрат циліндричного ДРА в залежності від частоти

В. Коефіцієнт підсилення і спрямованість

Піковий коефіцієнт підсилення антени становить 9,968 дБі. З рис. 3.3 видно, що змодельований пік спрямованості становить 9,179 дБі в діапазоні частот 2,4 ГГц. Крива коефіцієнта підсилення слідує за кривою спрямованості у всьому діапазоні частот. Це спостерігається в діапазоні від 2 ГГц до 3,6 ГГц.

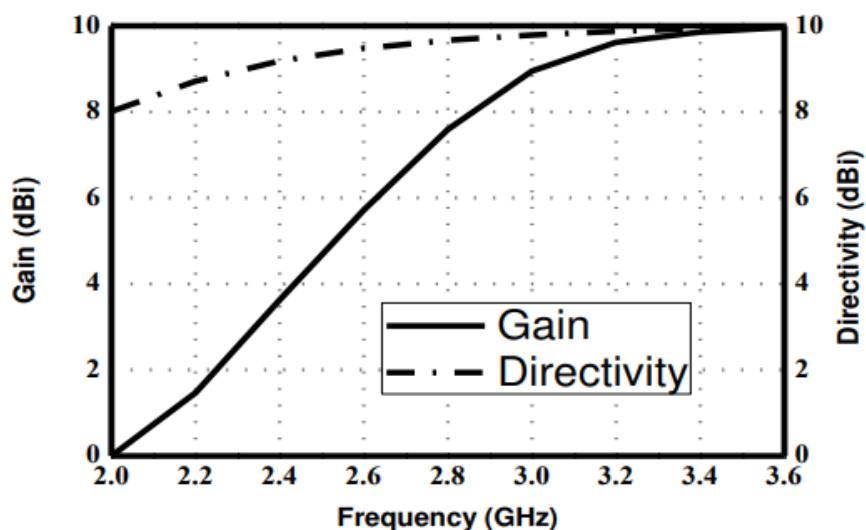


Рис. 3.3 Імітаційне моделювання коефіцієнта підсилення та спрямованості циліндричної ДРА в залежності від частоти

С. Характеристики діаграми спрямованості випромінювання

На рис. 3.4 наведено змодельовані діаграми спрямованості Е та В площини випромінювання запропонованої ДРА циліндричної форми. Змодельовані діаграми спрямованості на резонансній частоті (2,4 ГГц) показують, що діаграма спрямованості Е-площини спрямована в широкому напрямку проти частоти, а Н-площини - у всеспрямованому.

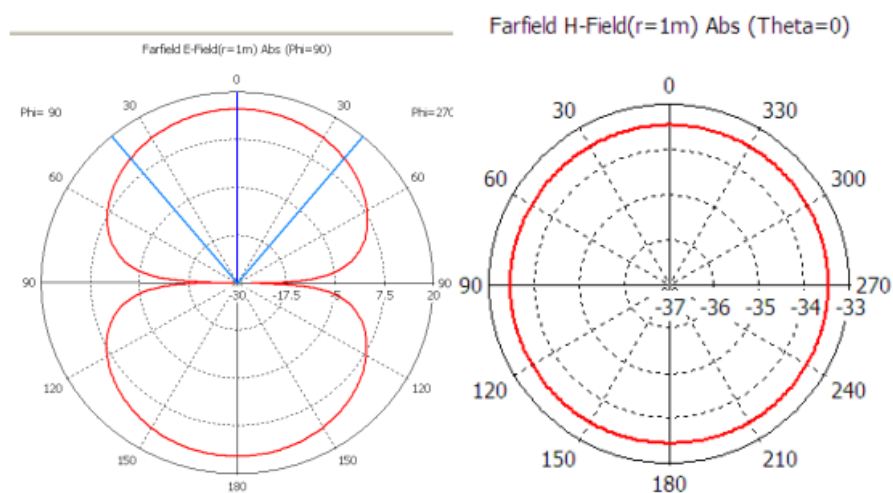


Рис.3.4 Змодельовані діаграми спрямованості запропонованої циліндричної ДРА на частоті 2,4 ГГц (а) Е-площина та (б) Н-площина

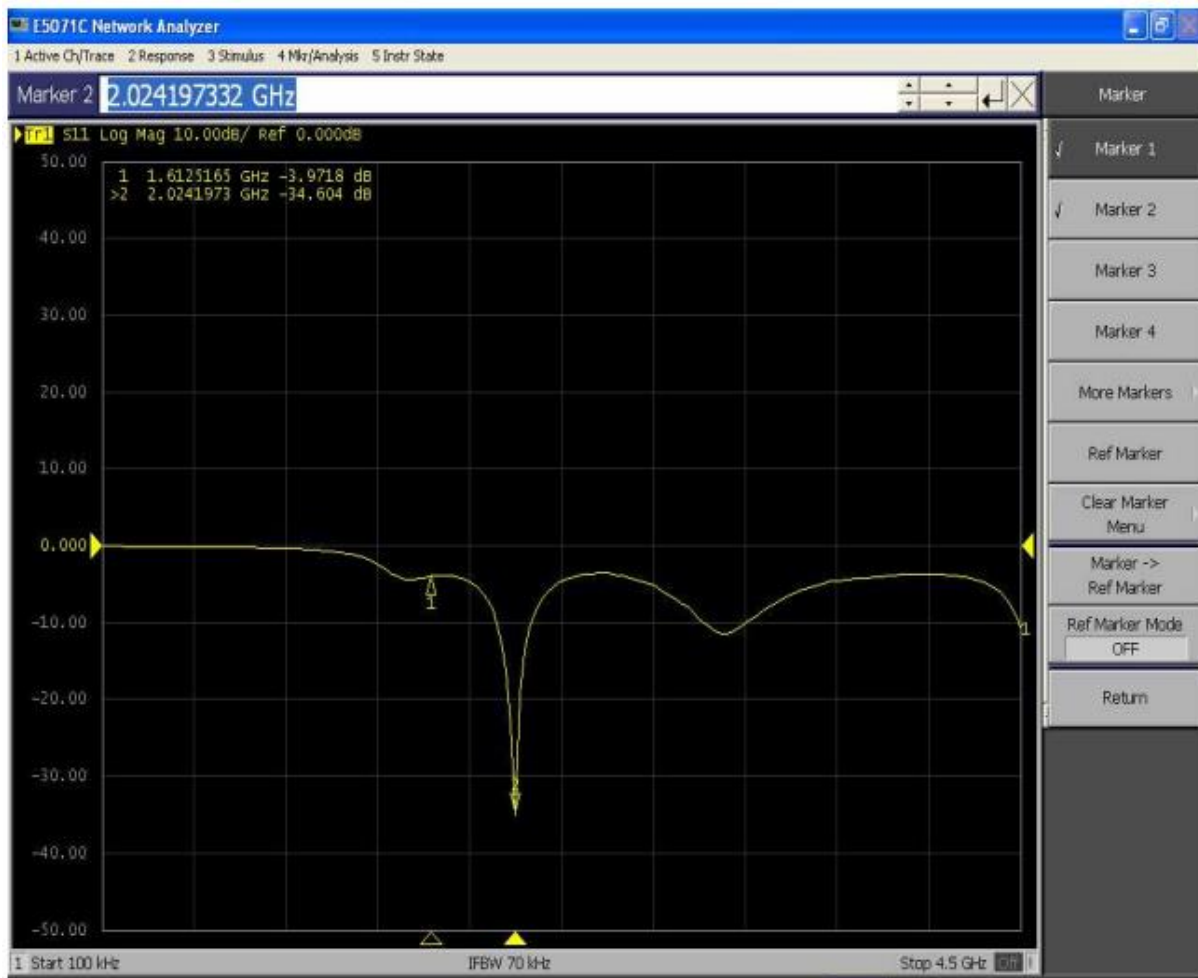


Рис. 3.5 Практичні втрати на повернення запропонованого циліндричного ДРА в залежності від частоти

Практичні вимірювання виконані за допомогою мережевого аналізатора E5071C серії ENA з діапазоном вимірювання частот від 9 КГц до 4,5 ГГц .

3.2 Компактна ДРА з живленням від CPW для додатків WLAN

Завдяки гнучкості діелектричних резонаторних антен, вони можуть бути спроектовані з різними формами відповідно до наших вимог до покриття в залежності від застосувань в бездротовому просторі. ДРА

також можуть збуджуватися різними методами живлення, такими як мікросмужкові лінії, зонди, щілини та копланарні лінії [17]. ДРА є надійною заміною мікросмужкових антен, оскільки ДРА мають набагато ширшу смугу пропускання завдяки багатьом вигідним і привабливим характеристикам. До них відносяться їх компактні розміри, невелика вага, універсальність їх форми і механізму подачі, легкість виготовлення, проста структура і широка та смуга пропускання [12].

Серед різних форм ДРА, діелектричний резонатор прямокутної форми пропонує більшу гнучкість конструкції, де довжина щілин контролює резонансну частоту. У прямокутному ДРА можна легко збуджувати різні моди, що призводить до формування діаграми спрямованості або всеспрямованого випромінювання.

В запропанованій конструкції новий прямокутний тип ДРА, призначений для застосування в WLAN, був розроблений шляхом видалення з резонатора ДРА чотирьох подібних частин квадратної форми. В результаті чого отримано новий тип прямокутного ДРА. Збудження ДРА здійснюється за допомогою ХПВ підживлення. Індуктивна щілина копланарного хвилеводу одночасно виконує роль ефективного випромінювача та живлячої структури ДР. Основними перевагами КХВ є те, що вона забезпечує менший витік випромінювання та меншу дисперсію, ніж мікросмужкові лінії [14]. Завдяки цим особливостям дана конструкція прямокутної ДРА підходить для систем бездротового зв'язку і особливо для додатків WLAN на частоті 5,8 ГГц.

Конструкція антени. Запропонована структура прямокутної ДРА [16] наведена на рис. 3.6. Ця антена складається з прямокутної ДР та центральної індуктивної щілини CPW, яка витравлена на підкладці Rogers Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2,1$; $T = 1,25$ мм), де l позначають довжину та ширину підкладки відповідно.

ДР розміщується над індуктивною щілиною зі зміщенням від

щілини до нижнього краю DR. Лінійка 50Ω CPW спроектована з шириною центральної металевої смуги $W_c = 2,5\text{мм}$ і шириною зазору 1мм . В якості матеріалу резонатора використовується ламінат RT/duroid 6010LM з діелектричною проникністю $10,2$. Прямокутний ДР має розміри a, b, d і I , а діелектрик проникність $\epsilon_{dr} = 10,2$ [2-7]. А чотири подібні отвори I квадратної форми на ДР мають розміри L_g . Індуктивна щілина CPW з центральною подачею має два плеча однакової довжини. Щілина резонує приблизно на одній довжині керованої хвилі ($2L_g + W_c \approx \lambda_g$), де λ_g - довжина керованої хвилі щілини з розміщеним на ній ДР. З іншого боку, оптимальна довжина щілини для збудження ДР залежить від резонансної частоти ДР, тому довжина щілини повинна бути оптимізована таким чином, щоб досягти вузькосмугового резонансу для додатків WLAN.

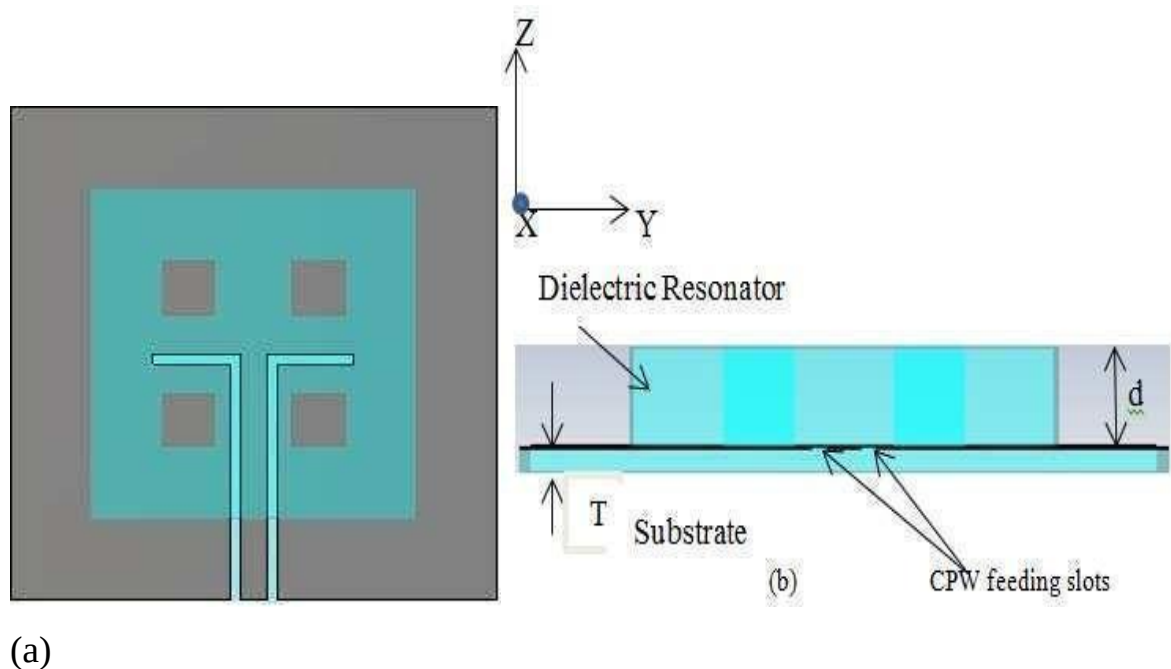


Рис. 3.6 а) Вид зверху та б) вид спереду запропонованої конструкції антени

Результати та обговорення. Як зазначалося в попередньому розділі, вузька смуга може бути досягнута шляхом модифікації базової форми ДРА. Тому першим кроком проєктування була модифікація форми

прямокутної ДРА. Для досягнення оптимальних характеристик виконано параметричне дослідження для дослідження характеристик запропонованої антени. Параметри антени складають $a = b = 30$ мм, $d = 5$ мм, $\epsilon_{dr} = 10.2$, $L = W = 45$ мм, $L_c = 21.5$ мм, $L_g = 10.15$ мм, $I = 5$ мм. Змодельована резонансна частота ДР з індуктивною щілиною становить приблизно 5,8 ГГц. Для випадку $L_g = 10.15$ мм, спостерігається вузька смуга пропускання з меншим $S_{11}(-34.5$ дБ).

А. Параметричні результати

Залежність змодельованих зворотних втрат прямокутної ДРА від частоти показано на рис. 3.7. Змінюючи довжину щілини L_g , можна легко змінювати резонансні частоти. Запропонована антена досягає смуги пропускання від 5,45 ГГц до 6,22 ГГц, покриваючи смуги 5,8 ГГц WLAN для $L_g = 10,15$ мм. На основі інформації, отриманої в результаті параметричних досліджень, спроектовано дослідний зразок антени для застосування в бездротових локальних мережах стандарту 802.11a на частоті 5,8 ГГц.

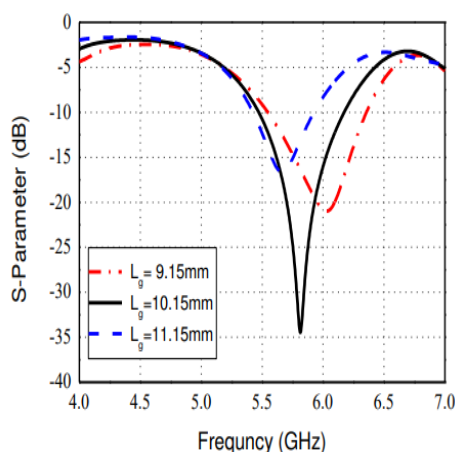


Рис. 3.7 Змодельовані зворотні втрати прямокутної ДРА в залежності від частоти

В. Коефіцієнт підсилення і спрямованість

Піковий коефіцієнт підсилення антени становить 7,27 дБі на частоті 5,8 ГГц. З рис. 3.8 видно, що змодельована пікова спрямованість становить

7,82 дБі на частоті 5,8 ГГц. Крива коефіцієнта підсилення слідує за кривою спрямованості у всьому діапазоні частот. Це спостерігається в діапазоні від 5,5 ГГц до 6,2 ГГц.

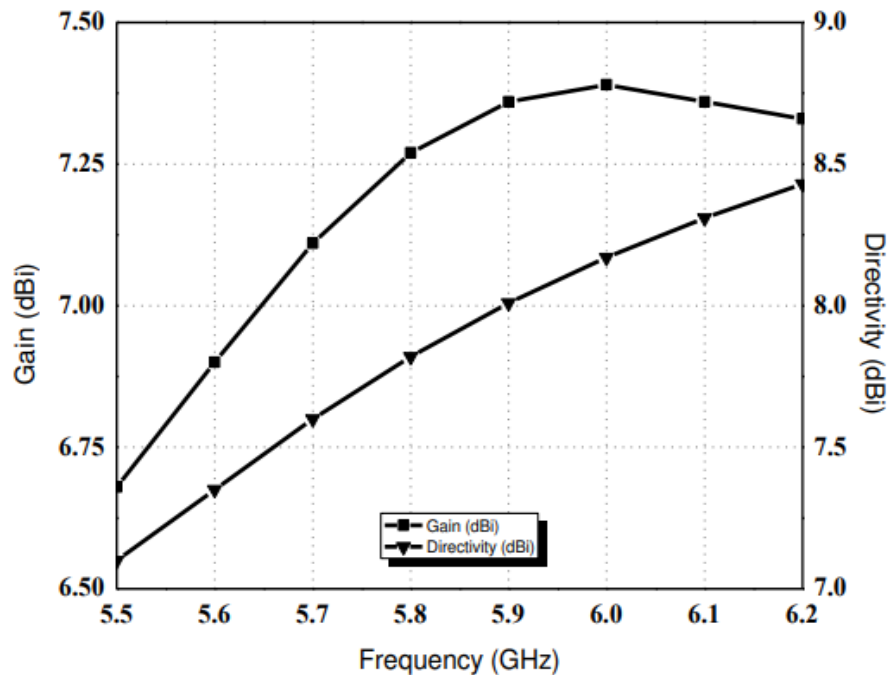


Рис. 3.8 Змодельований коефіцієнт підсилення та спрямованість прямокутної ДРА в залежності від частоти

С. Характеристики діаграми спрямованості

На рис. 3.9 наведено змодельовані діаграми спрямованості Е- та В-площин запропонованої ДРА прямокутної форми. Змодельовані діаграми спрямованості на резонансній частоті (5,8 ГГц) показують, що діаграма спрямованості Е-площини є широкоспрямованою проти частоти, а діаграма спрямованості Н-площини - всеспрямованою.

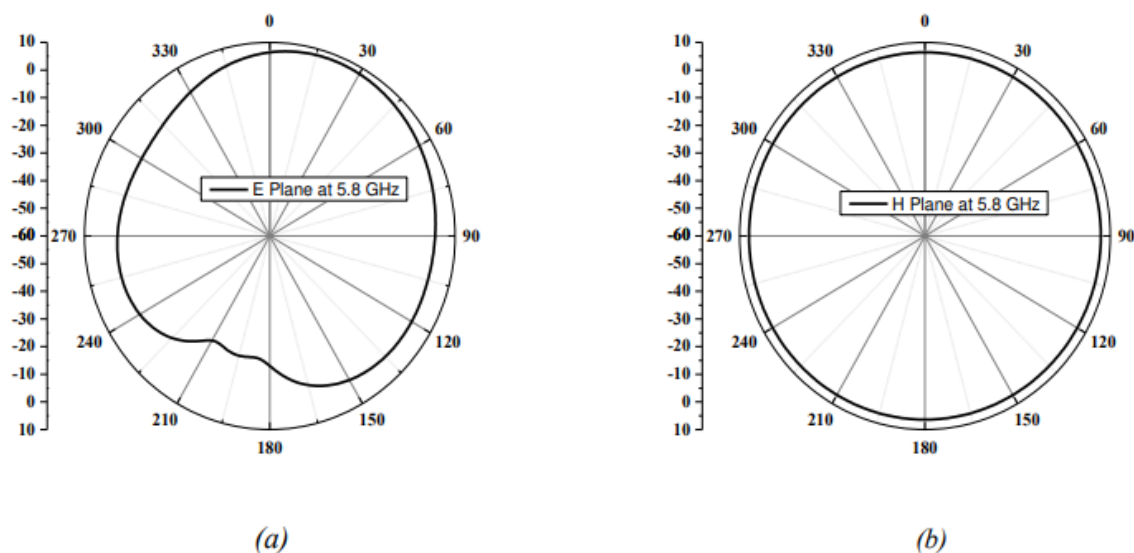


Рис. 3.9 Змодельовані діаграми спрямованості запропонованої ДРА на частоті 5,8 ГГц: а) Е-площина, б) Н-площина

Однак в такій конфігурації ДР працює як діелектричне навантаження на резонансній частоті індуктивної щілини.

3.3 Компактна стекова ДРА з живленням від CPW для додатків WLAN

Потребою сьогодення у бездротовому зв'язку стали компактні антени з більш широкою смугою пропускання. Дану здатність проявляють ДРА. Антени з діелектричним резонатором стали дуже популярними в основних секторах країни, таких як оборона, військова промисловість, радіолокація. Окремо відмічаємо активне застосування в міліметровому діапазоні хвиль. Завдяки такій гнучкості ДРА, вони можуть бути спроектовані з різними формами відповідно до заявлених вимог в залежності від застосування в середовищі бездротового зв'язку. ДРА здатні також збуджуватися різними методами живлення, такими як

мікросмужкові лінії, зонди, щілини та копланарні лінії. ДРА є заміною мікросмужкових антен маючи набагато ширшу смугу пропускання імпедансу і вищу потужність завдяки багатьом своїм перевагам.

Розроблено нову конструкцію антени з діелектричним резонатором із живленням від CPW [9] для застосування в широкосмугових бездротових локальних мережах (WLAN). Результати показують, що запропонована антена досягає ширини смуги пропускання вище 20% від 4,96 ГГц до 6,07 ГГц, охоплюючи повний діапазон WLAN і, що особливо треба відмітити, отримуючи широкосмуговий діапазон з подвійними резонансними частотами в популярних діапазонах WLAN (на 5,20 ГГц і 5,84 ГГц). Для оптимізації зворотних втрат проведено параметричні дослідження антени шляхом варіювання довжини горизонтальної щілини та внутрішнього радіуса верхнього циліндричного діелектричного резонатора. Наведено результати моделювання для застосування в WLAN.

Конструювання антен. Запропонована структура широкосмугової циліндричної ДРА зі складеною ДР показана на рис. 3.10. Ця антена складається з циліндричної ДР і центральної індуктивної щілини CPW, яка витравлена на підкладці Rogers Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $T = 1,25$ мм), де L і W позначають довжину і ширину підкладки, відповідно, ДР розміщена над індуктивною щілиною зі зміщенням L_1 від щілини до нижнього краю ДР. Лінійка 50Ω CPW спроектована з шириною центральної металевої смуги $W_g = 4$ мм і шириною зазору 1 мм. Матеріал резонатора має діелектричну проникність 9,8. Циліндричний ДР має розміри R_1, R_2, r_2, T_2, T_3 і діелектричну проникність $\epsilon_{dr} = 9.8$. Індуктивна щілина CPW з центральним живленням [6] має два плеча однакової довжини L_2 . Внутрішній радіус циліндричного діелектричного резонатора повинен становити приблизно третину зовнішнього радіуса для оптимізації ефективності випромінювання. З іншого боку, оптимальна довжина щілини для збудження ДР залежить від резонансної частоти ДР [9], тому

довжина щілини повинна бути оптимізована таким чином, щоб досягти широкопasmового резонансу для додатків WLAN.

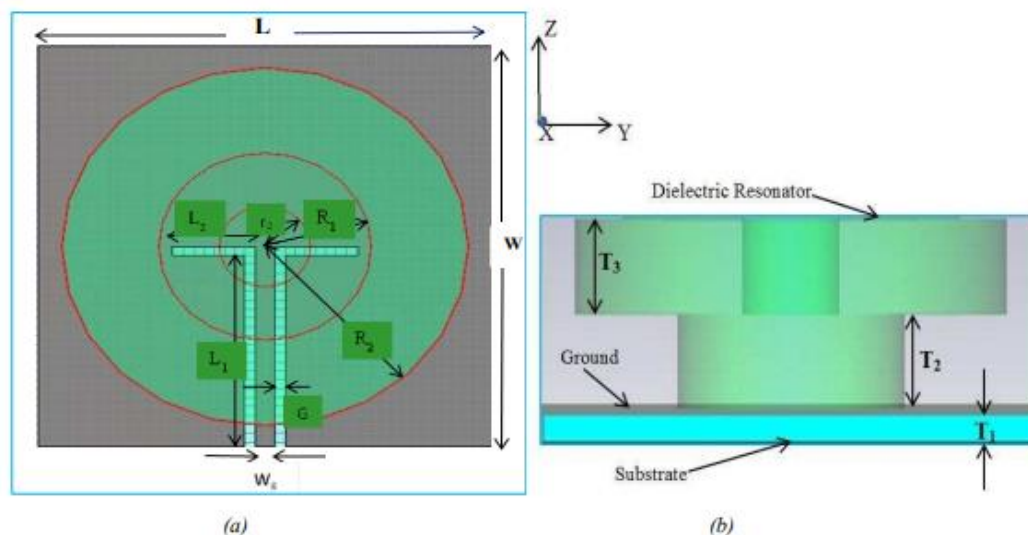


Рис. 3.10 а) Вид зверху та б) вид спереду запропонованої конструкції антени

Результати та обговорення. Як обговорювалося в попередньому розділі, широкої смуги пропускання можна досягти шляхом модифікації базової форми ДРА. Тому першим етапом проектування була модифікація форми циліндричної ДРА. Для досягнення оптимальних характеристик виконано параметричне дослідження характеристик запропонованої антени.

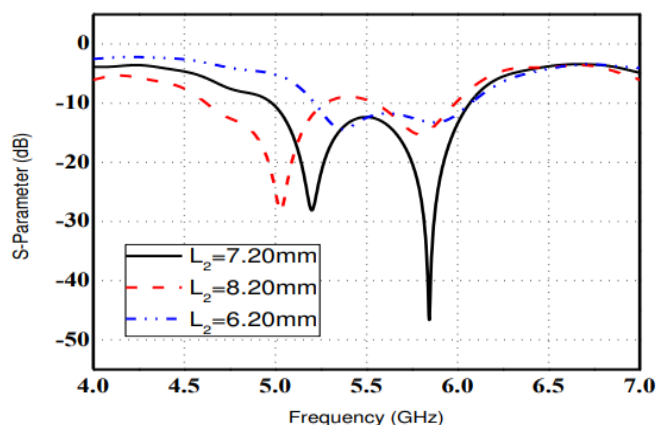
Параметри антени складають:

$$\begin{aligned} \epsilon_{substate} = 2.2, \epsilon_{dr} = 9.8, L = W = 45 \text{ мм}, T_1 = 1.60 \text{ мм}, R_1 = 10.5 \text{ мм}, \\ R_2 = 20 \text{ мм}, r_2 = 5 \text{ мм}, T_2 = T_3 = 5 \text{ мм}, L_1 = 22.5 \text{ мм}, L_2 = 7.20 \text{ мм}, \\ G = 1 \text{ мм та } W_g = 4 \text{ мм}. \end{aligned}$$

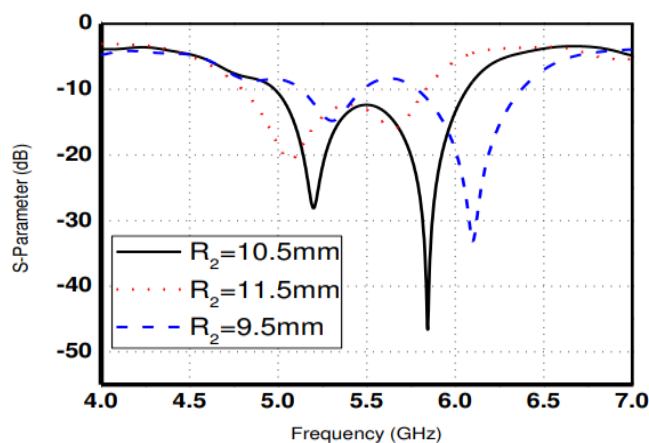
Змодельовані двосмугові резонансні частоти ДР та індуктивної щілини знаходяться на частотах 5,20 ГГц та 5,84 ГГц. Для випадку L_2 спостерігається широка смуга пропускання з меншим S_{11} (от 5.20 ГГц, $S_{11} = -28.2$ та от 5.84 ГГц, $S_{11} = -46.628$ дБ).

А. Параметричні показники

Залежність змодельованих зворотних втрат циліндричної ДРА від частоти показана на рис. 3.11. Змінюючи довжину щілини L_2 та зовнішній радіус R_2 верхнього циліндра, можна легко змінювати резонансні частоти. Запропонована антена досягає ширини смуги пропускання від 4,98 ГГц до 6,02 ГГц, що покриває весь діапазон WLAN за $L_2 = 7,20$ мм. На основі інформації, отриманої в результаті параметричних досліджень, розроблено прототип антени для застосування в бездротових локальних мережах.



а)



б)

Рис. 3.11 Моделювання зворотних втрат циліндричної ДРА в залежності від частоти

В. Коефіцієнт підсилення і спрямованість

Піковий коефіцієнт підсилення антени становить 7,056 дБі на частоті 5,20 ГГц. Спостерігається, що змодельована пікова спрямованість становить 7,369 дБі на частоті 5,5 ГГц. Також спостерігається, що з результатів моделювання в діапазоні частот від 5,0 ГГц до 6,0 ГГц, значення коефіцієнта підсилення та спрямованості майже однакові (рис.3.12).

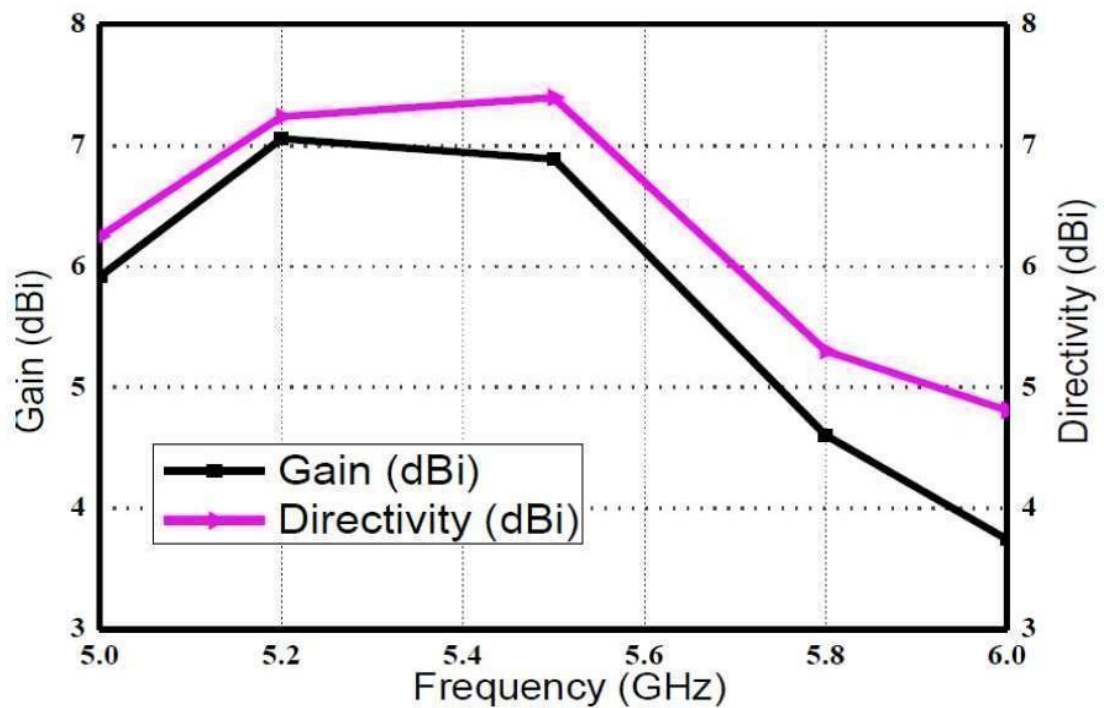
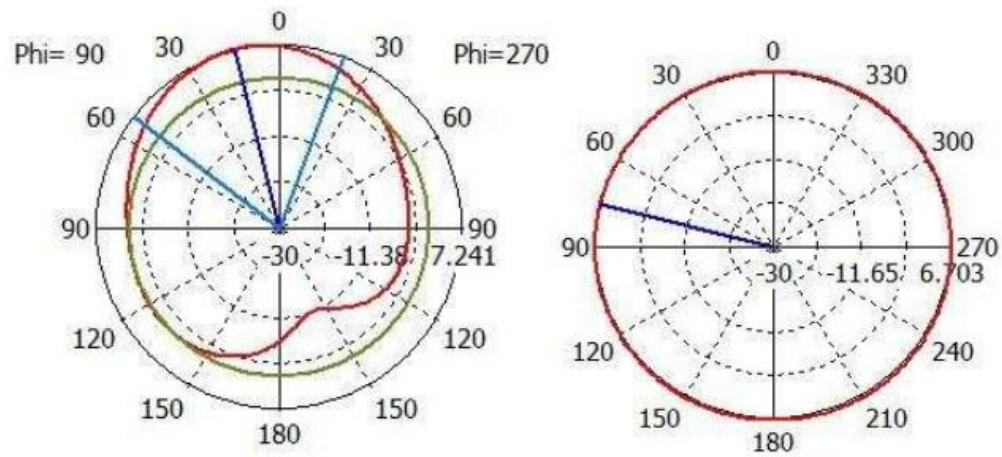


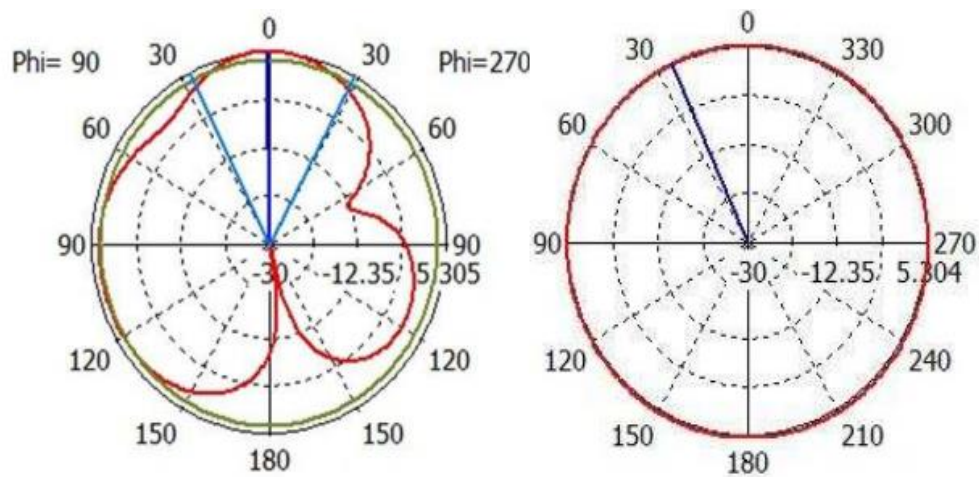
Рис. 3.12 Змодельований коефіцієнт підсилення та спрямованість циліндричної ДРА в залежності від частоти

В. Характеристики діаграми спрямованості

Моделювання діаграм спрямованості запропонованої циліндричної ДРА на резонансних частотах (5,2 ГГц та 5,8 ГГц) подано на рис 3.13.



а) Площини Е та Н на частоті 5,2 ГГц



б) Площини Е та Н на частоті 5,8 ГГц

Рис. 3.13. Моделювання діаграм спрямованості запропонованої циліндричної ДРА на резонансних частотах (5,2 ГГц та 5,8 ГГц)

3.4 Компактна ДРА з живленням від CPW для додатків WI-MAX і WLAN

Антени з діелектричним резонатором стають перспективними випромінювачами в основних секторах країни, таких як оборона, військова промисловість, радіолокація на мікрохвильових частотах в бездротових додатках. Завдяки гнучкості ДРА, вони можуть бути спроектовані з

різними формами відповідно до наших вимог в залежності від застосування в світі бездротового зв'язку. Серед різних форм ДРА, циліндрична, прямокутна форма забезпечує різні резонансні частоти, крім їх ступенів свободи окремо, а також обидві разом. В даній роботі розроблено новий ДРА, який є комбінацією циліндричної та прямокутної форм ДРА, оскільки один ДРА забезпечує більшу гнучкість конструкції, де довжина щілин контролює резонансну частоту. В циліндричній ДРА можна легко збуджувати різні моди, що забезпечує всеспрямовану діаграму спрямованості випромінювання.

У даному матеріалі розглянуто новий тип ДРА, призначений для широкосмугових застосувань Wi-MAX і WLAN, шляхом видалення частини квадратної форми з верхнього прямокутного резонатора ДРА. На першому малюнку антена спроектована без видалення квадратної частини з верхнього прямокутного ДР. Ця антена резонує тільки на частоті 3,5 ГГц (Wi-MAX). Спостерігається невелике випромінювання на частоті 5,15 ГГц. Для покращення випромінювання в цьому діапазоні WLAN було просвердлено квадратну пластинку з метою покращення ефективності випромінювання за рахунок збільшення випромінюючої поверхні складеної ДРА. В результаті чого отримано новий тип стекової ДРА. Збудження стекової ДРА здійснюється за допомогою ХПВ підживлення. Індуктивна щілина копланарного хвилеводу (КХВ) одночасно виконує роль ефективного випромінювача і живлячої структури ДР. Основними перевагами КХВ є те, що вона забезпечує менший витік випромінювання та меншу дисперсію, ніж мікросмужкові лінії. Завдяки цим особливостям дана конструкція створеної ДРА підходить для систем бездротового зв'язку і особливо для додатків WiMAX і WLAN.

Конструкція антени. Запропонована дводіапазонна стекова ДРА [9] розроблена в два етапи. На першому етапі антена проєктується без висвердлювання квадратної частини, але при цьому досягається тільки

одна смуга, як показано на рис. 3.13. А на другому етапі розробляється антена з висвердлюванням квадратної частини з прямокутної ДР з метою досягнення двосмугових резонансних частот, як показано на рис. 3.14.

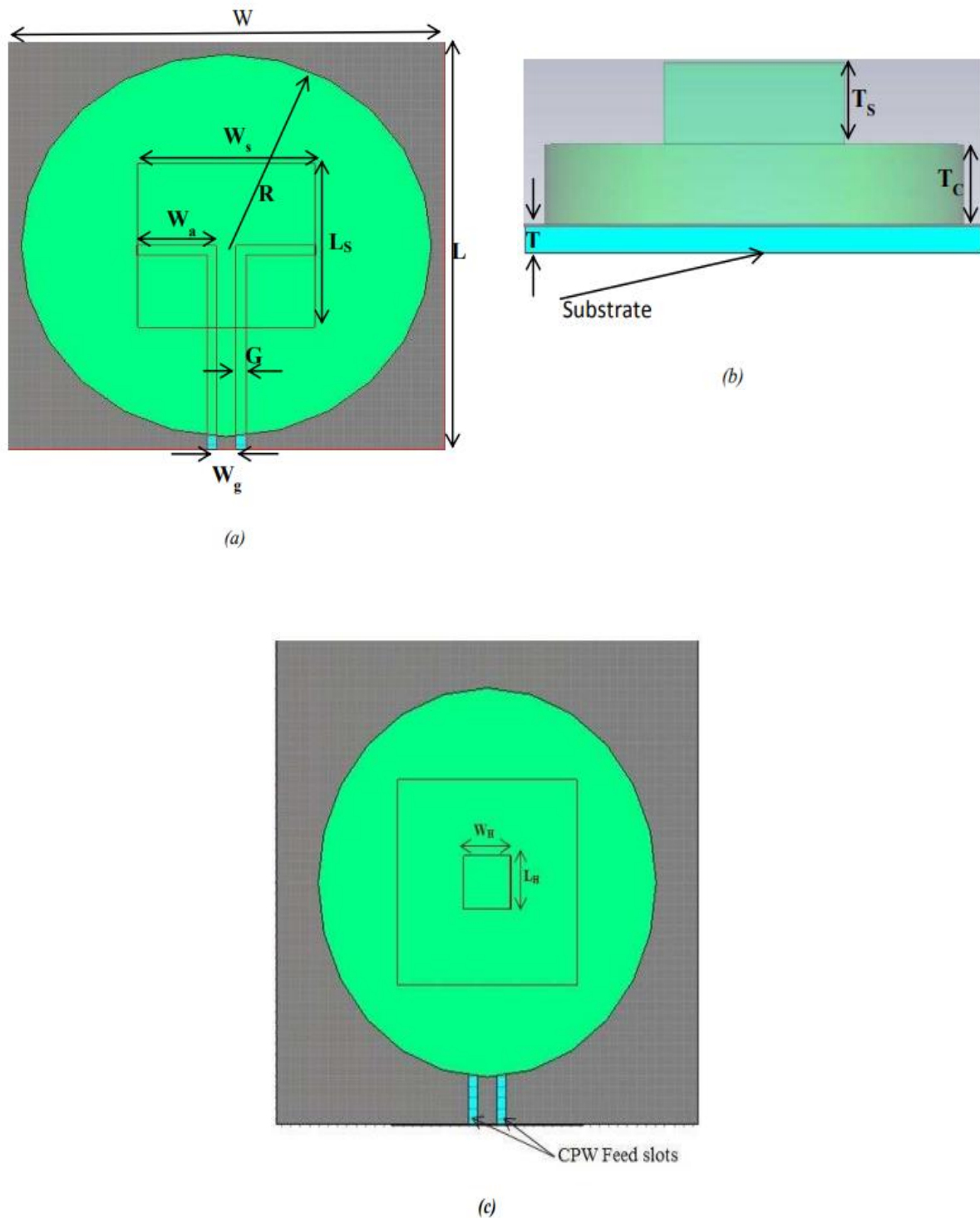


Рис. 3.14 а) Вид зверху, б) вид спереду с) вид зверху з просвердленою квадратною формою запропонованої конструкції антени

На першому етапі антена складається з циліндричної ДР на підкладці та розміщеної на ній прямокутної ДР і центральної індуктивної щілини CPW, яка витравлена на підкладці Rogers duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $T = 1,6$ мм), де L і W позначають довжину та ширину підкладки відповідно. Циліндричний ДР розміщується над індуктивною щілиною із зовнішнім радіусом R і має діелектричну проникність $\epsilon_{cylindrical} = 9.8$. Прямокутний ДР розміщується над циліндричним ДР і має розміри L_s та W_s діелектричну проникність такі ж, як і циліндричний ДР. Лінія 50 Ω Лінія CPW спроектована з шириною центральної металевої смуги $W_g = 2$ мм, шириною зазору 1 мм та іншими розмірами подачі CPW - довжинами вертикального L_a і W_a горизонтального плечей і відповідно. Товщина центральної металевої смуги прийнята рівною 0,05 мм. Двосмугові резонансні частоти досягаються шляхом модифікації антени, як показано на рис.3.14. Антена має діелектричну проникність підкладки, що дорівнює $\epsilon_r = 4.4$. При цьому матеріал резонатора має діелектричну проникність 9,8. Для оптимізації ефективності випромінювання довжина щілини повинна бути оптимізована таким чином, щоб досягти широкого дводіпазонного резонансу для додатків WiMAX і WLAN. Оскільки оптимальна довжина щілини для збудження ДР залежить від резонансної частоти ДР.

Результати та обговорення. Як попередньо зазначалося, широка подвійна смуга може бути досягнута шляхом модифікації базової форми ДРА. Тому другим етапом проектування була модифікація прямокутної ДР. Для досягнення оптимальних характеристик виконано параметричне дослідження характеристик запропонованої антени. Розміри запропонованої антени наведені в наступній табл.3.1. Змодельовані двосмугові резонансні частоти ДР та індуктивної щілини знаходяться на частотах 3,5 ГГц та 5,4 ГГц. Для випадку $W_a = 7$ мм широкої смуги

пропускання з меншим S_{11} (на частоті 3,5 ГГц $S_{11} = -24,36$ дБ та на частоті 5,42 ГГц, $S_{11} = -28,30$ дБ).

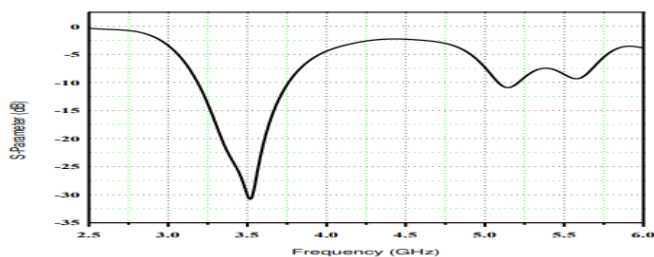
Таблиця.3.1

Розміри антени

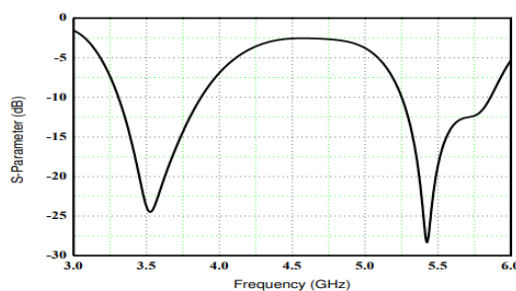
Характеристика	Елементи - Розміри (в мм)														
	Підкладка				Циліндрична ДР			Прямокутна ДР				Подача CPW			
	L	W	T	ϵ_r	R	T_c	ϵ_r	L_s	w_s	T_s	ϵ_r	W_g	L_a	W_a	G
Без прямокутного отвору	45	45	1.6	2.2	21	5	9.8	18	18	5	9.8	2	22.5	7.25	1
З прямокутним отвором	45	45	1.6	4.4	18	5	9.8	19	19	5	9.8	2	22.5	7	1

А. Параметричні результати

Залежність змодельованих зворотних втрат складеної ДРА від частоти показана на рис.3.15.



а)



б)

Рис. 3.15 Моделювання зворотних втрат циліндричної ДРА в залежності від частоти

Змінюючи зовнішній радіус R циліндра та форму прямокутної ДР за рахунок свердління квадратної форми, можна легко змінювати резонансні частоти та ефективність випромінювання. Запропонована антена дозволяє досягти значної ширини смуги пропускання для WiMAX (від 3,2 ГГц до 3,8 ГГц) та для WLAN (від 5,25 ГГц до 5,85 ГГц) діапазонів для $W_a = 7$ мм, $L_a = W_s = 19$ мм, $R = 18$ мм, $\varepsilon_{dr} = 4.4$.

На основі інформації, отриманої в результаті параметричних досліджень, розроблено дослідний зразок антени для застосування в системах WiMAX та WLAN.

В. Коефіцієнт підсилення і спрямованість

Піковий коефіцієнт підсилення антени з прямокутним отвором становить 6,968 дБі на частоті 5,25 ГГц. З даних табл. 3.2 видно, що змодельований пік спрямованості становить 7,773 дБі на частоті 5,32 ГГц і в цьому ж діапазоні частот.

Таблиця 3.2

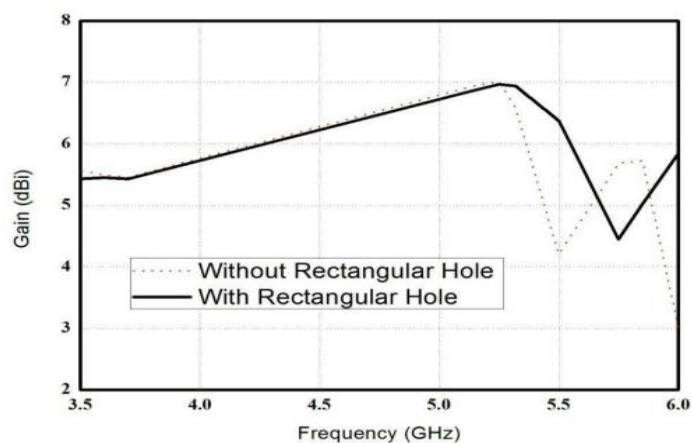
Коефіцієнт підсилення антени

Частота (ГГц)	Без прямокутного отвору		З прямокутним отвором	
	Коефіцієнт підсилення (дБі)	Спрямованість (дБі)	Коефіцієнт підсилення (дБі)	Спрямованість (дБі)
3.20	5.185	5.513	5.308	5.440
3.40	5.549	5.64	5.351	5.683
3.50	5.565	5.661	5.428	5.680
3.60	5.492	5.654	5.448	5.634
3.70	5.455	5.628	5.430	5.592
5.15	6.946	7.541	6.872	7.345
5.25	7.013	7.638	6.968	7.645
5.32	6.582	7.331	6.938	7.773

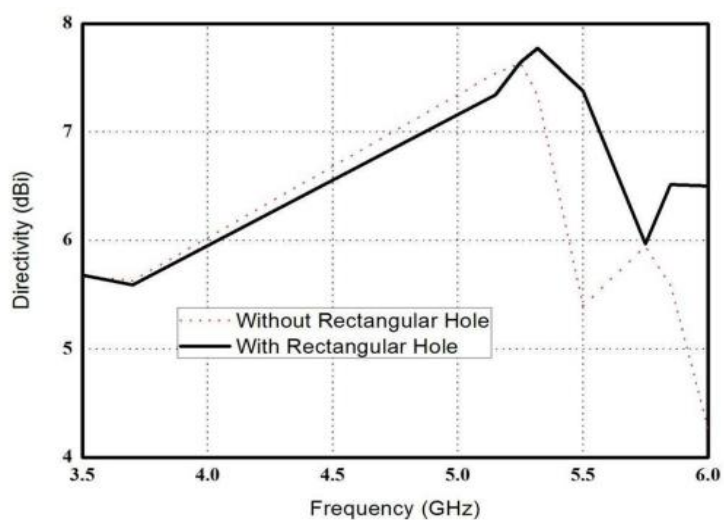
Продовження табл. 3.2

5.50	4.207	5.398	6.373	7.374
5.75	5.687	5.945	4.449	5.967
5.85	5.723	5.586	5.021	6.518
6.00	3.021	4.274	5.841	6.501

Коефіцієнт підсилення та спрямованість зазначений на рис. 3.16 в робочому діапазоні частот від 3,2 ГГц до 3,8 ГГц та від 5,25 ГГц до 5,85 ГГц.



а) Змодельований коефіцієнт підсилення від запропонованої ДРА

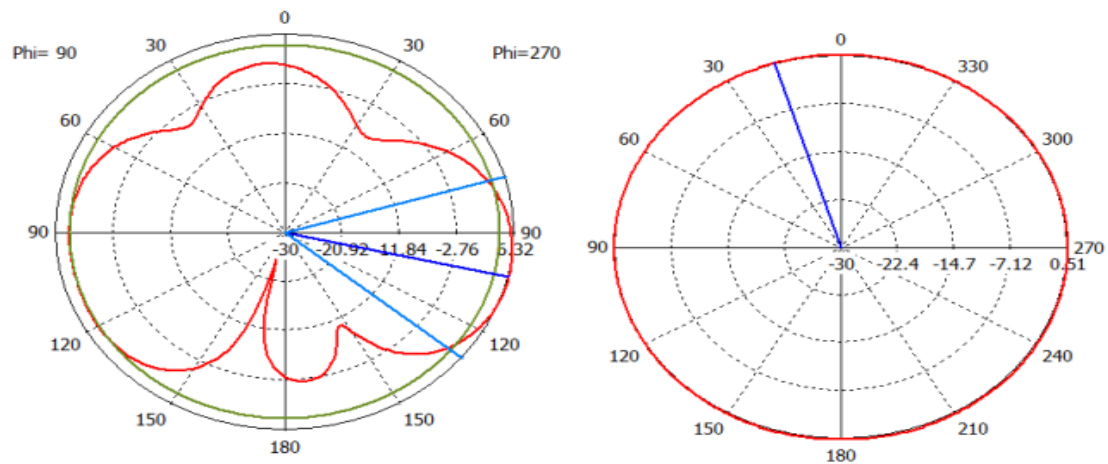


б) Змодельована спрямованість запропонованого ДРА

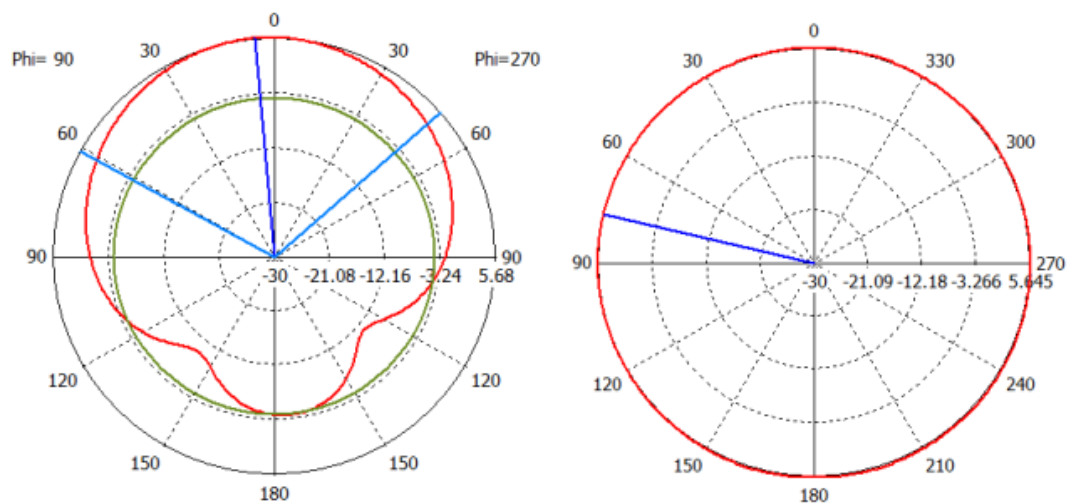
Рис. 3.16 Змодельований коефіцієнт підсилення та спрямованість запропонованої стекової ДРА на необхідних резонансних частотах

С. Характеристики діаграми спрямованості

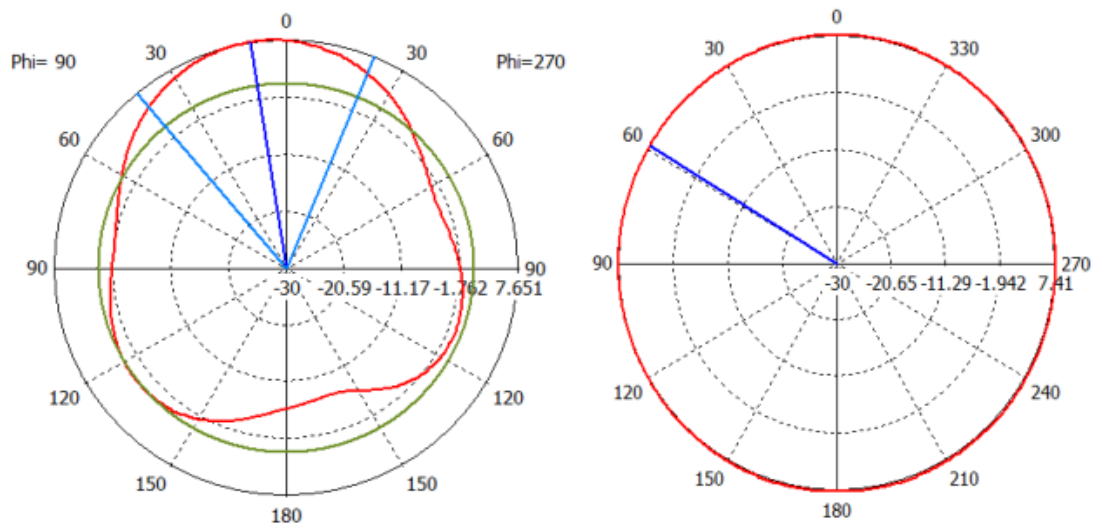
На рис. 3.17 наведено змодельовані діаграми спрямованості в дальньому полі Е та В площині запропонованої стекової ДРА. Змодельовані діаграми спрямованості на необхідних резонансних частотах (3,5 ГГц, 5,25 ГГц та 5,8 ГГц) показують, що діаграма спрямованості в Е-площині спрямована в широкому напрямку проти частоти, а в Н-площині - всеспрямована.



а) Е та Н-поля на частоті 3,5 ГГц



б) Е та Н-поля на частоті 5,25 ГГц



с) Е та Н-поля на частоті 5,8 ГГц

Рис. 3.17 Змодельовані діаграми спрямованості запропонованих стекових ДРА на необхідних резонансних частотах (3,5 ГГц, 5,25 ГГц та 5,8 ГГц)

Висновки

1. Реалізовано нову антену з циліндричним діелектричним резонатором з використанням матеріалів тефлону та FR4. Резонанс індуктивної щілини CPW об'єднано з резонансом циліндричного ДР для досягнення необхідної смуги для роботи Wi-Fi. Результати моделювання показують, що розроблена антена забезпечує потрібну резонансну частоту на рівні 2,4 ГГц, яка покриває діапазони застосування Wi-Fi. Ця антена забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення 9,968 дБі. Запропонована дуже компактна конструкція циліндричної ДРА в цілому підходить для бездротових локальних мереж (WLAN).

2. Нова прямокутна діелектрична резонаторна антена реалізована шляхом висвердлювання чотирьох аналогічних частин квадратної форми на ДР. Резонанс індуктивної щілини CPW об'єднано з резонансом

прямокутної ДР для досягнення необхідної смуги пропускання для роботи WLAN. Результати моделювання показують, що розроблена антена забезпечує бажану резонансну частоту на рівні 5,8 ГГц, яка покриває діапазони застосування WLAN. Ця антена забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення 7,4 dBi. Запропонована компактна прямокутна конструкція ДРА в цілому підходить для бездротових локальних мереж (WLAN). Виготовлення запропонованої антени буде здійснено в перспективі.

Описано конструкцію компактного ДРА з фідером CPW для додатків WLAN. Ця глава охоплює розроблений ДРА, включаючи всі параметричні дослідження будуть представлені всі параметричні дослідження зворотних втрат, діаграми спрямованості та графічні зображення коефіцієнта підсилення та спрямованості для конкретного бездротового застосування.

3. Представлено нову конструкцію антени з діелектричним резонатором (ДРА), що складається з декількох слотів, із живленням від CPW [9] для застосування в широкосмугових безпроводових локальних мережах (WLAN). Резонанс індуктивної щілини CPW об'єднано з резонансом циліндричної ДР для досягнення необхідної смуги пропускання для роботи WLAN. Результат показує, що запропонована антена досягає ширини смуги пропускання вище 20% від 4,96 ГГц до 6,07 ГГц, покриваючи повний діапазон WLAN і особливо отримуючи широкосмуговий діапазон з подвійними резонансними частотами в популярних діапазонах WLAN (на 5,20 ГГц і 5,84 ГГц). Ця антена забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення 7,056 дБі. Запропонована дуже компактна циліндрична конструкція ДРА в цілому підходить для бездротових локальних мереж (WLAN). Виготовлення запропонованої антени буде здійснено в перспективі.

4. Нова антена зі складеним діелектричним резонатором реалізована шляхом висвердлювання частини квадратної форми з прямокутного діелектричного резонатора. Резонанс індуктивного живлячого прорізу CPW об'єднано з резонансом складеного ДР для досягнення необхідної смуги для роботи WiMAX та WLAN. Результати моделювання показують, що розроблена антена забезпечує бажані резонансні частоти на 3,5 ГГц та 5,5 ГГц, що покриває діапазони застосування WiMAX та WLAN. Ця антена забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення 6,968 дБі. Запропонована дуже компактна циліндрична конструкція ДРА в цілому підходить для WiMAX та безпроводових локальних мереж (WLAN). Виготовлення запропонованої антени буде здійснено в майбутньому.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА СТАРТАП- ПРОЄКТУ

4.1 Опис ідеї стартап-проєкту

Ідея стартап-проєкту полягає в розробці та виготовлення діелектричної резонаторної антени невеликого розміру, яка може бути використана для вузькосмугових бездротових додатків, які використовують робочі частоти WiMAX, WLAN, Wi-Fi.

Таблиця 4.1

Опис ідеї проєкту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигода для користувача
Дослідження різних форм антен з діелектричним резонатором.	• Передача інформації за допомогою ДРА на великі та малі відстані для внутрішніх та комерційних цілей через бездротову технологію. • Раціональне застосування в бездротових комунікаціях, таких як бездротові локальні мережі.	Забезпечення високошвидкісного широкосмугового підключення на великій площі покриття. Легкість інтеграції з існуючими технологіями та іншими гібридними схемами.

Таблиця 4.2

Технологічна здійсненність проєкту

№ з/п	Ідея проєкту	Методи реалізації	Можливості реалізації	Доступність реалізації
1	Розробка нової компактної діелектричної антени НВЧ діапазону хвиль та проведення аналізу для оптимізації параметрів антени за допомогою параметричних досліджень.	Реалізація ДРА охоплює резонансні частоти 5,20 ГГц, 5,84 ГГц, що покриває діапазони WLAN.	Бездротові локальні мережі.	Є доступним
2		Реалізація ДРА резонує на частотах 3,5 ГГц і 5,5 ГГц, що покриває діапазони Wi-MAX і WLAN.	Для технології бездротового доступу на великі відстані.	Є доступним
Обрана технологія реалізації проєкту: програмне середовище CST microwarestudio suite TM.				

Аналіз потенційних техніко-економічних переваг мого стартапу у порівнянні з вже відомими пропозиціями, які пропонують конкуренти:

а) визначення техніко-економічних властивостей та характеристик ідеї стартап-проєкту;

б) визначення ринку та існуючих конкурентів на ньому, збір інформації щодо техніко-економічних показників для власного стартапу і конкуруючих проєктів;

в) проведення порівняльного аналізу показників: для власної ідеї,

визначені показники, що мають:

- 1) гірші значення (слабкі - W);
- 2) кращі значення (сильні S).

Таблиця 4.3

Визначення сильних та слабких характеристик

	Потенційні товари/концепції конкурентів	
	Мій проєкт	«Hiboost» Зовнішня Omni антена
W Слабка сторона	Зворотні провідники займають велику площу, яку не можна використовувати для монтажу компонентів.	Недоліком є необхідність точної обробки, оскільки шорсткість поверхні зменшується на випромінювання. Характеристичний опір фіксований на одному значенні близько 26 Ом.
S Сильна сторона	Адаптивність для WiMAX та безпроводних локальних мереж (WLAN).	Перспективний для використання на більш високих мікрохвильових частотах. Стабільність роботи антени.

4.2 Аналіз можливостей ринку

Під час спостереження за можливостями ринку, спочатку було проаналізовано попит: наявність попиту, динаміку розвитку ринку і його обсяг. Результати досліджень нижче (табл.4.4).

Таблиця 4.4

Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проєкту

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	25
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	3000
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Відсутні
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Присутні
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	133

За результатами оцінювання ринок є привабливим для входження.

Таблиця 4.5.

Характеристика потенційних клієнтів стартап-проєкту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Пристосованість антени до як бездротовий сумісний мікрохвильових, бездротових, локальних мереж та бездротовий зв'язок.	Затребувані в основних секторах, таких як військова промисловість, радіолокація, супутниковий зв'язок.	Поведінку клієнта формують потреби, особливостей експлуатації немає.	Здатність покривати велику відстань бездротового зв'язку. Забезпечення високошвидкісного підключення.

Таблиця 4.6

Фактори загроз

N о п / п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Відсутність попиту на продукцію	Небажання споживачів переходити на нову технологію	Приведення аргументованих доказів, що зміна технології призведе до збільшення попиту на продукт.
2	Старіння	Поява модернізованої продукції	Моніторинг трендів, постійна модернізація згідно з вимогами ринку.
3	Технічний	Мало спеціалістів у даній області	Впровадження постійної підтримки кваліфікованих техніків.

Висновки

В даному розділі оцінено можливості впливу використання спроектованих ДРА на ринок бездротових технологій. Дано якісну оцінку перспектив їхнього ринкового впровадження. Конкурентна ситуація ринку дозволяє розглянути запропоноване рішення як більш енергоефективне та стабільне в роботі.

Спираючись на специфіку закупівельної поведінки цільових клієнтів і розробивши власну систему збуту, можна зробити висновок, що існують реальні перспективи впровадження даного продукту на ринок. Механізм впровадження на ринок базується на стратегії зайняття відповідної конкурентної ніші та пошуку нових клієнтів.

Проведений аналіз підтверджує ідею, що подальша імплементація проекту є доцільною.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

В даній магістерській дисертації досліджуються різні форми антен з діелектричним резонатором. У першій частині дисертації розглянуто теорію ДРА, їхні характеристики, переваги, застосування та декілька методів розширення смуги пропускання. Також зроблено огляд методів оптимізації параметрів антени.

1. Реалізовано новий циліндричний діелектричний резонатор антени з використанням матеріалів тефлону та FR4. Резонанс індуктивної щілини індуктивного живлення CPW об'єднано з резонансом циліндричної ДР для досягнення необхідної смуги для роботи Wi-Fi. Результати моделювання показують, що розроблена антена забезпечує бажану резонансну частоту на рівні 2,4 ГГц, яка покриває діапазони застосування Wi-Fi. Ця антена забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення 9,968 дБі. Запропонована дуже компактна конструкція циліндричної ДРА в цілому підходить для бездротових локальних мереж (WLAN).

2. Різні форми ДРА, такі як напівциліндричні, прямокутні та ДРА у формі стека тощо, призначені для різних бездротових додатків з унікальною подачею CPW. Запропонована компактна діелектрична резонаторна антена з подачею CPW має піковий коефіцієнт підсилення 7,27 дБі на частоті 5,8 ГГц. Крива підсилення повторює за кривою спрямованості у всьому діапазоні частот. Це явище спостерігається в діапазоні від 5,5 ГГц до 6,2 ГГц.

3. Змодельовано нову конструкцію антени зі складеним діелектричним резонатором (ДРА) з живленням від ХПВ для застосування в широкосмугових бездротових локальних мережах (WLAN). Резонанс індуктивної щілини CPW об'єднано з резонансом циліндричної ДР для досягнення необхідної смуги пропускання для роботи WLAN. Результат показує, що запропонована антена досягає ширини смуги пропускання

вище 20% від 4,96 ГГц до 6,07 ГГц, покриваючи повний діапазон WLAN і особливо отримуючи широкосмуговий діапазон з подвійними резонансними частотами в популярних діапазонах WLAN (на 5,20 ГГц і 5,84 ГГц). Ця антена забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення 7,056 дБі. Запропонована дуже компактна циліндрична конструкція ДРА в цілому підходить для бездротових локальних мереж (WLAN).

4. Нова антена зі складеним діелектричним резонатором реалізована шляхом висвердлювання частини квадратної форми з прямокутного діелектричного резонатора. Резонанс індуктивного живлячого прорізу CPW об'єднано з резонансом складеного ДР для досягнення необхідної смуги пропускання для роботи Wi-MAX та WLAN. Результати моделювання показують, що розроблена антена забезпечує бажані резонансні частоти на 3,5 ГГц та 5,5 ГГц, що покриває діапазони застосування Wi-MAX та WLAN. Ця антена забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення 6,968 дБі. Дана компактна циліндрична конструкція ДРА в цілому придатна для використання в мережах Wi-MAX та бездротових локальних мережах (WLAN).

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Abumushar A. J., Sertel K. 5:1 Bandwidth Dielectric Rod Antenna using a Novel Feed Structure. *IEEE Trans. on Anten. and Prop.* 2017, vol. 65, iss. 5, pp. 2208–2214. doi: 10.1109/TAP.2017.2677379
2. Balanis C. *Antenna Theory. Analysis and design.* John Wiley & Sons Inc., 2005. 1073 с.
3. Бова Г.Т., Рєзников Г.Б. *Антенны и устройства СВЧ.* – К. В. шк. 1983. – 288с.
4. Birand M.T., Gelsthorpe R.V. Experirmental Millimetric Array Using Dielectric Resonators Fed by Means of Dielectric Waveguide.– *Electronics Letters.* Sept. 1981, v.17, p.633–635.
5. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Слоболлдянюк П.В., Благодарний В.Г. «Антени телекомунікаційних та моніторингових систем», За ред. Л.Я. Ільницького. – К., 2012. – 240 с.
6. Курушин А.А. *Школа проектирования СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE.* – М., «One-Book», 2014, 433 стр.
7. Long S.A., McAllister M.W. and Chen L.C. , The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna.– *IEEE Trans Antennas and Propagation.* May 1983, AP-31, p. 401–415.
8. *Микроволновые устройства телекоммуникационных систем: В 2 т. Т. 1. Распространение радиоволн. Антенные и частотно-избирательные устройства / М. З. Згуровский, М. Е. Ильченко, С. А. Кравчук, Т. Н. Нарытник, Ю. И. Якименко.* — К.: Політехніка, 2003. — 454 с.
9. Mongia R.K. and Bhartia P. Dielectric resonator antennas —a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth.– *International Journal of Microwave and Millimeterwave Computer-Aided Engineering,* 1997, v.4, p.230–254.

10. Прудиус Н.Н. Основы антенной техники. – Львів: Вид. Держ. Ун-ту „Львівська політехніка”, 2000. – 224с.
11. Разевиг В. Д. , Потапов Ю., Курушин А.А.. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. 2003, «Солон-Пресс», 600 с.
12. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. –М. В. ш. 1988р. – 431с.
13. Сайт компанії, розробника пакетів програм Сайт CST компанії-розробника програми CST STUDIO SUITE [Електронний ресурс].URL:https://www.3ds.com/products-services/simulia/?utm_source=cst.com&utm_medium=301&utm_campaign=products& (дата звернення: 30.11.2021).
14. Semenov V.N. Квазіфрактальна діелектрична резонаторна антена на основі паралелепіпеда / V.N. Semenov, V.I. Slyusar, I.I. Sliusar // Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць. – Полтава:ПНТУ,2018.–Т.2(48).–С.167-171.–
doi:<https://doi.org/10.26906/SUNZ.2018.2.167>.
15. Ciaais 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 TechnologyGothenburg,Sweden.http://www.s2.chalmers.se/costworkshop/workshop_papers/126.pdf.
16. Слюсар В.И. Многодиапазонные антенны мобильных средств связи.–Электроника: НТБ, 2006, № 8.
17. Слюсар В.И. Антенны PIFA мобильных средств связи: многообразие конструкций. – Электроника: НТБ, 2007, № 1.
18. Слюсар В.И. Диелектрические резонаторные антенны. / Слюсар В.И. // Электроника: наука, технология, бизнес. –2007. – No 2. –С. 28-37.

19. Collins B.C., Iellici D., Kingsley S.P. et al. A hybrid ceramic quadband antenna for handset applications. – Antenova Ltd. – www.antenova.com/media/papers/IEEE%20Symposium20Shanghai.pdf.
Collins B.C., Iellici D., Kingsley S.P. et al
20. 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.
21. Stutzman W. and Davis B. Antennas for Wireless Communications – Basic Principles and System Applications.– Virginia Tech Antenna Group.–June9,2006.– http://wireless.vt.edu/tutorials/Stutzman_Davis.pdf.
22. Сучасні методи аналізу, синтезу і оптимізації пристроїв надвисоких частот та антен : методичні рекомендації для студентів напряму підготовки 6.050901 «Радіотехніка» / Д. О. Василенко. – К. : НТУУ «КПІ», РТФ, 2015. – 61 с..
23. Tam, Tsz Kai. Compact Dielectric Resonator Antennas for Wireless Communications.–A Thesis of the Requirements. The Hong Kong University of Science and Technology. Aug. 1998. – cenwit.ee.ust.hk/postscript/matthew-thesis.ps
24. Татарчук Д. Д., Молчанов В. И., Диденко Ю. В., Франчук А. С. Тонкие диэлектрические резонаторы миллиметрового диапазона длин волн // Electronics and Communications. – 2015. – Т. 20. – № 6 (89). -С. 6-10.
25. Трубаров И. В. Коэффициент связи цилиндрического диэлектрического резонатора с несимметричной полосковой линией с ортогональной взаимной ориентацией // Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". Серія – Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2011. – Вип. 44. – с. 97 – 104. 4.
26. Turk A. S., Keskin A. K., Senturk M. D. Dielectric Loaded TEM Horn-Fed Ridged Horn Antenna Design for Ultra Wideband Ground-

- Penetrating Impulse Radar. Turkish J. of Electrical Engineering & Computer Sciences. 2015, vol. 23, pp. 1479–1488. doi: 10.3906/elk-1303-48
27. Феритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. Ильченко М.Е., Кудинов Е.В. К.:Изд. К. ун-та, 1973, стр. 175.
 28. Фролов О.П. «Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи». – М.: Радио и связь, 2001. – 416с.
 29. Фуско В. «СВЧ цепи». – М.: Радио и связь, 1990. – 228с.
 30. Howard S J., Jr. Conformal and Small Antenna Designs.– U.S.Army Electronics Research and Development Command. Harry Diamond Laboratories. Adelphi. – HDL-TR-1952. April 1981. – stinet.dtic.mil/cgi-bin/GetTRDoc?AD=A100699&Location=U2&doc=GetTRDoc.pdf.
 31. Chair R., Kishk A.A., Lee K.F. and Kajfez D. Performance Comparisons Between Dielectric Resonator Antennas and Printed Microstrip Patch Antennas at X-Band.// Microwave Journal, Jan. 2006. г.URL:http://www.mwjjournal.com/Journal/article.asp?HH_ID-AR_31. (дата звернення: 17.01.2022).
 32. Chen Zhi Ning, Kazuhiro Hirasawa. On the Effect of GroundPlane Thickness on an Aperture-Coupled Dielectric Resonator Antenna. – International Journal of RF & Microwave CAE. July 2000, v.10, N4, p. 272–277. – www1.i2r.a-star.edu.sg/~chenzn/IJRFMWCAE-0400.pdf. URL (дата звернення: 11.01.2022).
 33. Chen Z. N. and Chia M. Y. W. A Circular planar inverted-L antenna with vertical ground plane. – Microwave and Optical Technology Letters, Nov., 2002, v.35, N4, p.315–317. <http://www1.i2r.a-star.edu.sg/~chenzn/MOTL-1102.pdf>.
 34. Cheng-Shong Hong and Chih-Yu Huang. Sequentially Rotated Array of Dielectric Resonator Antennas// Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A). 2001, v.25, N3, p.202–204.–URL

<http://nr.stic.gov.tw/ejournal/ProceedingA/v25n3/202-2> 04.pdf. (дата звернення: 10.05.2022).

35. Шифрин Я.С. Антенны. Харьков: ВИРТА, 1974.
36. Шпиндлер Э. Практические конструкции антенн. М.: Мир,. 1989.
37. Wittemen N. R. Ultra Wideband Dielectric Rod Antenna Advancements through Additive Manufacturing. 2018 IEEE Intern. Symp. on Anten. and Prop. & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston, Massachusetts, 8–13 July, 2018. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608445
9. Lee K.-H., Chen C.-C., Lee R. UWB Dual
38. Yarovoy A. G., Schukin A. D., Kaploun I. V., Ligthart L. P. The Dielectric Wedge Antenna. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2002, vol. 50, iss. 10, pp. 1460–1472. doi: 10.1109/TAP.2002.803968