

Міністерство освіти і науки України  
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інформаційних радіотехнологій та технічного захисту інформації  
(повна назва)

Кафедра Комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації  
(повна назва)

## КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА Пояснювальна записка

рівень вищої освіти \_\_\_\_\_ другий (магістерський) \_\_\_\_\_

Діелектрична резонаторна антена для систем виявлення радіозакладок  
(тема)

Виконав:

студент 2 курсу, групи СТЗІАм-22-1

Петренко Микола Юрьович  
(прізвище, ініціали)

Спеціальність 125 Кібербезпека

Тип програми освітньо-професійна  
Освітня програма «Системи технічного  
захисту інформації, автоматизація її  
обробки»

Керівник проф. Должиков В.В.

Допускається до захисту

Зав. кафедри

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Антіпов І.Є. \_\_\_\_\_  
(прізвище, ініціали)

2024 р.

## Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інформаційних радіотехнологій та технічного захисту інформаціїКафедра Комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформаціїРівень вищої освіти другий (магістерський)Спеціальність 125 «Кібербезпека»

(код і повна назва)

Тип програми освітньо-професійнаОсвітня програма «Системи технічного захисту інформації, автоматизація її обробки»

(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри \_\_\_\_\_  
(підпис)

«\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2023 р.

## ЗАВДАННЯ

## НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові Петренка Миколи Юрійовича1. Тема роботи Діелектрична резонаторна антена для систем виявлення радіозакладокзатверджена наказом університету від 03.11 \_\_\_\_\_ 2023 р. № 1281Ст2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 10.01.2024 р. \_\_\_\_\_  
2023 р.

3. Вихідні дані до роботи \_\_\_\_\_

Центральна частота – 3 ГГцМатеріал підкладки – FR4Тип поляризації - круговаХвильовий опір МСЛ - 50 ОмРезонатор – циліндричний

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі \_\_\_\_\_

4.1. Огляд стану теорії та техніки ДРА \_\_\_\_\_

4.2. Розробка та моделювання схеми збудження резонатора \_\_\_\_\_

4.3. Дослідження впливу розмірів резонатора на параметри ДРА \_\_\_\_\_

4.4. Дослідження впливу величини діелектричної проникності матеріалу резонатора на характеристики осевого випромінювання \_\_\_\_\_

4.5. Висновки \_\_\_\_\_

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (п.5 включається до завдання за рішенням випускової кафедри) \_\_\_\_\_

1. Графічний матеріал з огляду літератури (А4,ел.ф.) \_\_\_\_\_ 1-2 сл. \_\_\_\_\_

2. Графічний матеріал з результатами моделювання (частотні характеристики s- параметрів, діаграми спрямованості) А4, ел.ф.) \_\_\_\_\_ (8-9) сл. \_\_\_\_\_

Усього не менш 10 слайдів \_\_\_\_\_

---



---



---



---



---



---



---

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд літератури	07.11.23 – 15.11.23	
2	Вибір напрямку дослідження	16.11.23– 21.11.23	
3	Комп'ютерне моделювання	22-.11.23– 15.12.23	
4	Оформлення пояснювальної записки	16.12.23 – 23.12.23	
5	Представлення магістерської роботи на кафедрі	25.12.23	

Дата видачі завдання 01.11.2023 р.

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Керівник роботи \_\_\_\_\_  
(підпис)

проф.. Должиков В.В.  
(посада, прізвище, ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка кваліфікаційної роботи: 68 с., 26 рис., 2 табл., 32 джерел, 1 додаток.

### ДІЕЛЕКТРИЧНА РЕЗОНАТОРНА АНТЕНА, ДІЛЬНИК ПОТУЖНОСТІ, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTІ

Метою даної роботи була розробка та дослідження малогабаритної діелектричної резонаторної антени для систем виявлення радіозакладок.

У роботі наведено огляд історії появи, основ теорії та застосування діелектричних резонаторних антен.

Виконаний розрахунок та розробка конструкції мікросмушкового T-подібного дільника потужності для збудження ДРА та моделювання його з метою визначення розмірів, які забезпечують найбільшу широкосмуговість. Проведено дослідження ДРА для визначення оптимальних розмірів резонатора і параметрів діелектрика, при яких можливий режим осьового випромінювання.

Методи розрахунку та дослідження базувалися на сучасній теорії ДРА та комп'ютерному моделюванні.

Область застосування – антенні системи мікрохвильового діапазону для систем виявлення радіозакладок, а також МІМО антени.

## ABSTRACT

Undergraduate Thesis includes: 68p., 26 fig., 2 tables, 32 references, 1 appendix.

### DIELECTRIC REZONATOR FNTENNA, POWER DIVIDER, RADIATION PATTERN

Objective - developing and studying a small-sized dielectric resonator antenna for radio bug detection systems.

The paper provides an overview of the history of appearance, the basics of the theory and application of dielectric resonator antennas.

The calculation and development of the design of a microstrip T-shaped power divider for excitation of the DRA and its modeling in order to determine the dimensions that provide the highest bandwidth are performed. A study of DRA was carried out to determine the optimal dimensions and parameters of the dielectric, at which the axial radiation regime is possible.

Calculation and research methods were based on modern DXA theory and computer simulation.

Scope – microwave antenna for radio bug detection systems, as well as MIMO antennas.

## ЗМІСТ

	ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
	ВСТУП.....	8
1	ОГЛЯД СТАНУ ТЕОРІЇ ТА ТЕХНІКИ ДРА .....	12
1.1	Елементи теорії ДРА.....	13
1.2	Циліндричні резонаторні антени .....	16
1.3	ДРА із круговою поляризацією.....	21
2	МОДЕЛЮВАННЯ ДРА ІЗ КРУГОВОЮ ПОЛЯРІЗАЦІЄЮ ...	26
2.1	Циліндрична ДРА із збудженням через щілину.....	26
2.2	Схеми збудження резонатора .....	27
2.3	Моделювання комбінації мікросмужкова лінія і щілина що збуджує .....	31
2.4	Дослідження впливу зміни висоти та радіусу діелектричного резонатора при одноелементному збудженні.....	35
2.5	Перевірка знайдених геометричних параметрів при двоелементному збудженні .....	37
2.6	Дослідження впливу величини діелектричної проникності на характеристики осьового випромінювання .....	40
2.7	Дослідження впливу повітряного зазору та зміни висоти ДР...	45
2.8	Висновки до розділу.....	49
	ВИСНОВКИ .....	50
	ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ .....	52
	Додаток А. Комплект графічних матеріалів.....	56

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- ДР – діелектричний резонатор  
ДРА – діелектрична резонаторна антена  
НВЧ – надвисокі частоти  
ЕМА – електрично-малі антени  
ККД – коефіцієнт корисної дії  
AR – Axial Ratio  
DRA – Dielectric Resonator Antenna  
HPBW – Half Power Beam Width  
GPA – Ground plane aperture  
SIW – Substrate integrate wave-guide

## ВСТУП

У сучасному світі все більшого значення набуває захист інформації, оскільки інформаційна сфера відіграє дедалі зростаючу роль в забезпеченні безпеки держави і суспільства. Так в даний час близько 61% інформації, що видобувається в бізнесі негласними методами, доводиться на радіозакладки - РЗ, так звані «жучки». Саме через цю сферу реалізується значна частина загроз національній безпеці держави.

Тому проблема надійного захисту інформації в різних організаціях і установах, в тому числі військових, в сучасних умовах є досить актуальною. Широкий клас створених портативних пристроїв дає можливість використання різноманітних способів їх застосування з урахуванням різних обмежень по територіальній доступності (всередині кабінету або службового приміщення, на території, що охороняється установи або закритого об'єкта, за межами території, що охороняється об'єкта і т.п.).

Одними з найбільш поширених технічних засобів, що використовуються для несанкціонованого добування інформації, можуть бути різноманітні електронні пристрої перехоплення інформації або так звані закладні пристрої. Основне місце їх установки - різного роду внутрішні приміщення. Виявлення і нейтралізація таких пристроїв представляє собою найважливішу і досить складне завдання в системі заходів щодо захисту інформації в різних організаціях і установах.

Одним з факторів, що обмежують використання заставних пристроїв, є гарантована дальність перехоплення інформації. Ця дальність у більшості випадків є визначальною в організації пошуку заставних пристроїв. Значимість зазначеного фактора особливо зростає, якщо врахувати тенденцію до зменшення розмірів радіозакладок, яка призводить відповідно до зменшення сигналу, що активно випромінюється, або перевипромінюваного (розсіяного).

Таким чином, для виявлення радіозакладок, необхідно підвищувати чутливість застосовуваних приймальних пристроїв.

Внаслідок сказаного, дослідження можливості використання діелектричного резонаторного випромінювача як елемента антенної решітки для збільшення чутливості пристроїв виявлення радіозакладок шляхом створення антен з високим КП без суттєвого збільшення їх розмірів є актуальним завданням.

Діелектричний резонатор (ДР) був уперше запропонований Рітчмайер зі Стенфордського університету як перший неметалічний мікрохвильовий резонатор у формі тороїда. На жаль, тільки на початку 1960-х років, приблизно 25 років по тому, дослідники Окая і Бараш з Колумбійського університету зробили перший ДР. Після цього перша оцінка діелектричного резонатору була зроблена як теоретично, так і експериментально в середині 1960-х років. Проте це ще не змогло застосувати ДР на практиці.

Найважливішою віхи було досягнуто на початку 1970-х років. Масе та інші відзначили історію діелектричної керамічної промисловості винаходом першої кераміки з тетратитанату барію з низькими втратами, яка змогла забезпечити стабільні характеристики, не піддаючись впливу температури, що змінюється. Тим часом, поява інших компонентів схеми, наприклад генераторів і фільтрів, уможливило створення діелектриків з малими втратами з компактними інтегральними НВЧ - схемами.

Характерний режим коливань ДР залежить від форми ДР. ДР можна стимулювати як випромінювачі від накопичувачів енергії, коли застосовується точний режим збудження без екранування. Враховуючи отримані результати, фахівці в галузі антен дійшли висновку, що ДР можна використовувати як антен. Нарешті, в 1983 році була виготовлена перша реальна антена з використанням ДР і проведено вивчення характеристик циліндричної антени з діелектричним резонатором (ДРА). Згодом характеристики прямокутних і напівсферичних ДР вивчалися і багатьма іншими дослідниками. Всі ці результати стали основою подальших досліджень.

У порівнянні з іншими типами звичайних антен DRA відрізняється тим, що має хороші характеристики у широкому діапазоні частот.

Розмір DRA пропорційний ефективній довжині хвилі, яка визначається наступною формулою

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

де  $\lambda_0$  - довжина хвилі відповідної резонансної частоти,  $\epsilon_r$  – діелектрична проникність матеріалу, що застосовується для ДРА.

У порівнянні зі звичайними антенами, такими як мікросмужкова антена, розмір зменшений разів від його початкової величини. Крім того, зазвичай у ДРА застосовується матеріал з більшою діелектричною проникністю (від 4 до 100). Змінюючи діелектричну проникність, можна регулювати смугу пропускання.

Вибираючи відповідну форму резонатора (рис.1.1) та змінюючи розмір



Рисунок 1.1 – Діелектричні резонаторні антени

DRA, також можна отримати в результаті різні діаграми спрямованості, добротності та підсилення. Це дозволяє розробнику додатково модифікувати моделі відповідно до проєктних вимог.

Циліндричний діелектричний резонатор є базовою геометричною моделлю ДР. Він дуже гнучкий, можна застосовувати різні методи збудження та додавати компоненти, наприклад циліндричне кільце та повітряний зазор, для підвищення продуктивності. Конструктори можуть вибирати різні режими збудження відповідно до вимог, застосовуючи різні способи. Це копланарна лінія, мікросмужкова лінія живлення, з'єднання апертури з мікросмужковою лінією живлення, коаксіальний зонд і т. д. (рис. 1.2). Переваги і недоліки методів збудження будуть обговорюватися в огляді літератури.

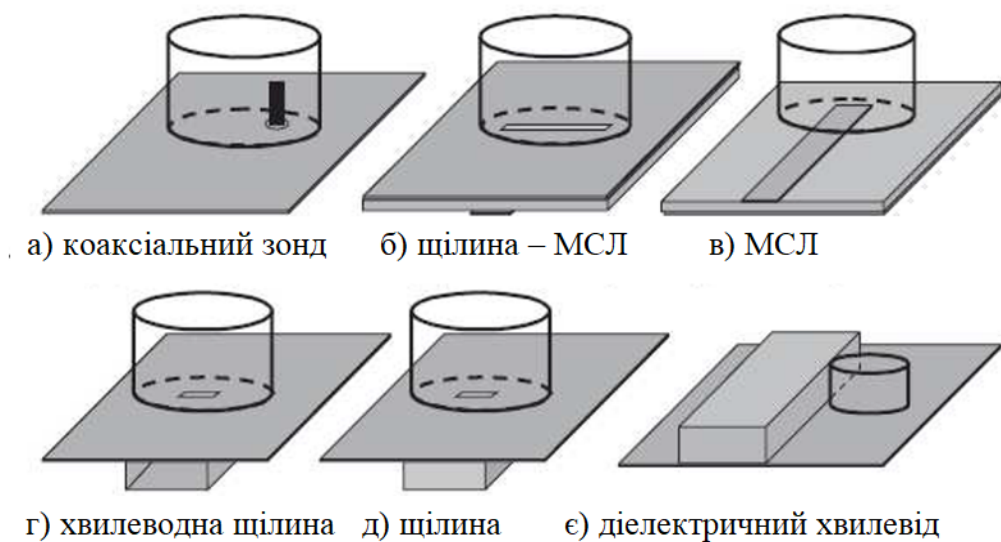


Рисунок 1.2 – Способи збудження резонаторних антен

Використання хвилі з круговою поляризацією допомагає підтримувати зв'язок між супутником і землею, оскільки вона забезпечує великий коефіцієнт еліптичності (Axial Ratio - AR) разом з прийнятною шириною діаграми по половинній потужності (HPBW). В даний час це є найчастіше типом хвиль для дальнього зв'язку, такий як супутниковий зв'язок, а також навігаційні системи. Для супутникової навігаційної системи потрібен високий AR у широкій смузі частот, щоб потужність сигналу, що приймається, перевищувала порогову.

Існують типи збудження DRA: TE, TM та HE хвилі (також відомі як гібридний режим). Для мікрохвильового резонатора може бути безліч резонансних частот. Коли ДР збуджується на резонансній частоті, накопичена магнітна ене-

ргія дорівнює запасеній електричній енергії. Більше того, змінюючи частоту, можна отримати різні режими збудження.

Ця робота спрямована на реалізацію кругової поляризації шляхом вивчення кількох моделей з точки зору методів створення різниці фаз на 90 градусів; здатність генерувати схему торцевого випромінювання, а також легкість її виготовлення. Пропонована модель буде вивчена з метою оптимізації смуги пропускання, спрямованості та підсилення.

## 1 ОГЛЯД СТАНУ ТЕОРІЇ ТА ТЕХНІКИ ДРА

В останні роки в міру мініатюризації електронної, зокрема апаратури для мобільного зв'язку, посилюється інтерес до антенних систем, здатних легко розміщуватися в корпусі будь-якої форми і розміру. Це призвело до необхідності зменшення розмірів антен без погіршення характеристик.

На перший погляд, виконати такі суперечливі вимоги зовсім не просто. Разом з тим, електрично малі антени (ЕМА) з покращеними електричними параметрами можуть вирішити ці проблеми та знайти широке застосування. Сьогодні вже розроблені досить різноманітні інтеграційні методи реалізації ЕМА. Створено не тільки інверсні L-антени та PIFA-подібні конструкції [1, 2], а й діелектричні резонаторні антени (dielectric resonator antenna, DRA) [3].

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 [4, 5]. Ідеї DRA, викладені в [6-8], виникли як природний розвиток хвилеводних резонаторів з діелектричним заповненням, що використовувалися як високодобротні фільтри.

Оскільки в таких фільтрах створюються умови для резонансу електромагнітних хвиль, то цілком логічно було припустити можливість застосування їх як самостійних випромінюючих структур, звільнивши діелектрик від металевої обойми у вигляді стінок хвилеводу. Однак, незважаючи на всю здається простоту такого рішення, багато радіоінженерів серйозно сумнівалися в його практичної цінності, вважаючи, що висока добротність не дозволить перетворити такі відкриті структури в ефективні випромінювачі. Вважалося, що смуга їх пропускання дуже вузька. Ось чому практична реалізація DRA виявилася настільки тривалою. Подолати стримуючі бар'єри вдалося лише після відкриття способів створення діелектричних резонаторних антен малої добротності.

## 1.1 Елементи теорії ДРА

Як показав С.Говард (Лабораторія Гаррі Даймонда при Управлінні НДДКР в галузі електроніки Сухопутних військ США), механізм випромінювання ДРА в передавальному режимі заснований на формуванні потоку потужності через зовнішню поверхню діелектрика, поблизу якої напруженість електричної складової електромагнітного поля, що збуджується [9]. Таким чином, на відміну від діелектричних антен стрижневого типу при конструюванні ДРА необхідно підбирати розміри та геометрію діелектрика так, щоб у ньому виникав електромагнітний резонанс. У дисертації, представленій на здобуття ступеня магістра філософії в галузі електротехніки, Тем (Університет науки і технології Гонконгу) зазначив, що саме прості геометричні форми привернули увагу розробників антен до ДРА [10]. З діелектричних матеріалів легко формуються напівсфери, циліндри або паралелепіпеди. Такі ж простими можуть бути фідерні контакти, які найчастіше виконують в мікросмужковому, мікросмужково-щілинному або коаксіальному вигляді. Коаксіальний фідер (рис.1.3), центральний провідник якого занурюється в тіло діелектричного резонатора найменш підходящий варіант тому що глибина занурення фідера в діелектрик погано регулюється.

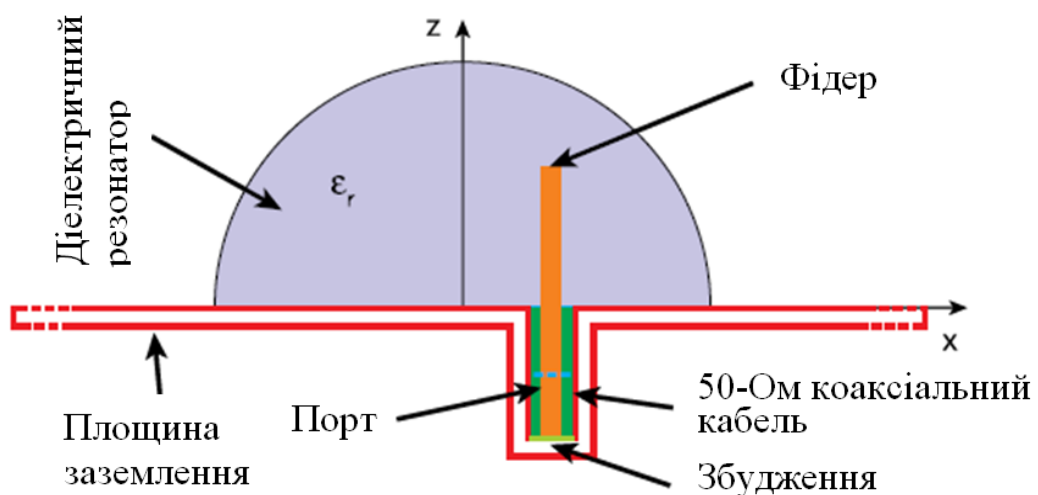


Рисунок 1.3 – Напівсферична ДРА із внутрішнім коаксіальним фідером на резонансну частоту 3,6 ГГц ( $\epsilon=9,5$ )

Більш зручний щілинний виведення енергії або виведення за допомогою зовнішнього коаксiального фiдера (рис.1.4). Мiкросмужкова лiнiя розташовується пiд дiелектричним резонатором, або, подiбно до зовнiшнього коаксiально-

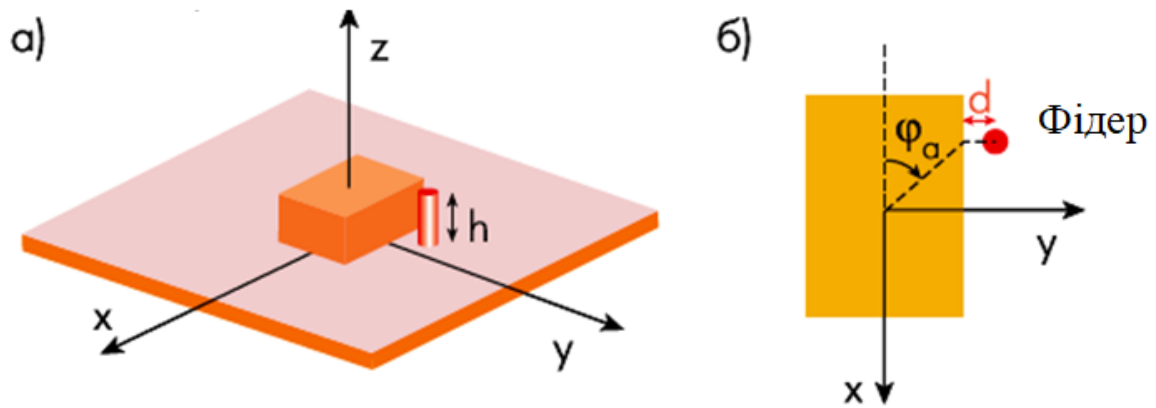


Рисунок 1.4– DRA з коаксiальним фiдером, розташованим поза дiелектричного резонатора: а - фронтальний вигляд, б - вид збоку

го фiдера, поряд з DRA. При цьому для знiмання сигналiв може застосовуватися як одиночна мiкросмужкова лiнiя (рис.1.5а), так i пара паралельних фiдерiв (рис.1.5б). В останньому випадку можливе знiмання диференцiальних вихiдних сигналiв. Оскiльки передавач може пiдключатися до входу одного з фiдерiв, а приймач до виходу iншого, розв'язка каналiв передачi та прийому сигналiв покращується. В силу того, що довжина хвилi в дiелектрицi зменшується, DRA можуть бути в  $\sqrt{\epsilon}$  разiв менше провiдних антен, розташованих у вiльному просторi. Тому при використаннi дiелектрика з великою дiелектричною проникнiстю ( $\epsilon = 30-100$ ) DRA на високi частоти досить компактнi. У мiлiметровому дiапазонi довжин хвиль дiелектричнi втрати DRA набагато меншi, нiж металевих провiдникiв. В результатi ККД DRA зазвичай досить високий i слабко залежить вiд впливу довколишнiх предметiв.

Як показано в [10], DRA можуть існувати резонанси двох основних типів осесиметричних електромагнітних хвиль: поперечних електричних (Transverse Electric, TE) і поперечних магнітних (Transverse Magnetic, TM). У хвиль TE

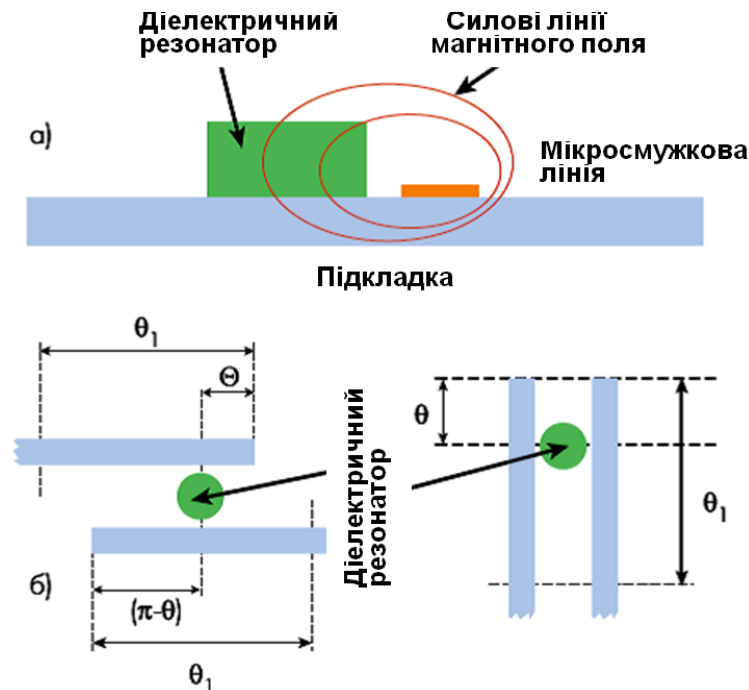


Рисунок 1.5 – DRA із зовнішнім одиничним збудженням: а - мікросмужковою лінією, б - та парою паралельних ліній

проекція вектора напруженості електричної компоненти поля на вісь симетрії антени, перпендикулярну до підкладки (вісь  $z$ , рис.1.2, 1.3 і 1.6), дорівнює нулю ( $E_z = 0$ ). У хвиль TM ця умова виконується для проекції вектора напруженості магнітної складової ( $H_z = 0$ ). Таким чином, в DRA створюються умови для резонансу поперечних електричних коливань з поздовжньої складової вектора напруженості магнітного поля (хвилі TE, або H-типу), а також поперечних магнітних коливань з поздовжньої складової вектора напруженості електричного поля (хвилі TM, або E-типу).

Поряд із зазначеними осесиметричними хвилями в DRA можливий резонанс гібридних електромагнітних коливань з поздовжніми складовими одночасно як електричної, так і магнітної компонент. Це хвилі EH, якщо поле в поперечному перерізі DRA близько до поля хвилі типу H, і HE, якщо структура гібридної хвилі близька до хвилі E-типу. У режимі HE основний внесок у резонанс

робить поздовжня компонента  $E_z \neq 0$ . Тому компонентом  $H_z$  можна знехтувати і розраховувати всі параметри поля по електричній складовій хвилі  $E_z$ . Для хвиль ЄП  $H_z \neq 0$  та  $E_z \approx 0$ . В результаті таких допущень хвилі ТМ і НЕ можна об'єднати в групу ТМ-коливань, а ТЕ і ЕН - в групу ТЕ-коливань [10].

## 1.2 Циліндричні резонаторні антени

Відповідно до [10], нормований розподіл поля циліндричної ДРА з радіусом основи  $a$  і висотою  $d$  може бути описаний співвідношеннями

$$\text{TE:} \quad H_z^{n\text{pm}} = J_n \left( \frac{X_{np}^{\text{TE}}}{a} r \right) \begin{cases} \sin(n\varphi) \\ \cos(n\varphi) \end{cases} \sin \left[ \frac{z\pi}{2d} (2m+1) \right],$$

$$\text{TM:} \quad E_z^{n\text{pm}} = J_n \left( \frac{X_{np}^{\text{TM}}}{a} r \right) \begin{cases} \sin(n\varphi) \\ \cos(n\varphi) \end{cases} \cos \left[ \frac{z\pi}{2d} (2m+1) \right],$$

де  $J(x)$  - функції Бесселя першого роду  $n$ -го порядку;  $\varphi$ ,  $r$  і  $z$  - координати точки поля в циліндричній системі координат (див. рис. 1.6).

Індекс  $n$  (можливі значення 0, 1, 2, 3, ...) визначає число радіальних вузлових ліній, вказуючи на періодичність поля хвилі;  $n = 0$  відповідає хвилі з осьо-

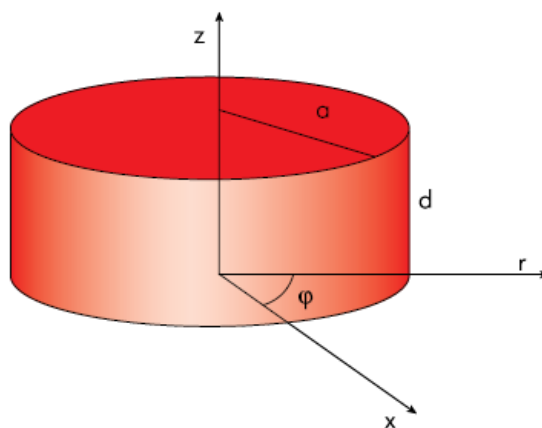


Рисунок 1.6 – Циліндрична ДРА у циліндричній системі координат

вою симетрією. Індекс  $p$  (значення 1, 2, 3, ...), що дорівнює номеру кореня функції Бесселя, вказує кількість незалежних коаксіальних областей (вузлових кіл) у поперечному перерізі ДРА. Якщо діелектричний резонатор коротше половини довжини хвилі, досить часто як третій індекс використовують символ  $\delta$ . У цьому індекс  $m=0$ .

Резонансна частота циліндричної ДРА визначається з рівняння

$$k_r^2 + k_z^2 = \epsilon_r \left( \frac{2\pi f_{\text{нрм}}}{c} \right)^2,$$

де  $k_r$ ,  $k_z$  - хвильові числа, що характеризують поле всередині резонатора вздовж осей координат  $r$  та  $z$ ;  $c$  – швидкість світла у вільному просторі.

Відповідно до [10]

$$f_{\text{нрм}} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left\{ \begin{matrix} \chi_{\text{нр}}^{\text{TE}^2} \\ \chi_{\text{нр}}^{\text{TM}^2} \end{matrix} \right\} + \left[ \frac{\pi a}{2d} (2m+1) \right]^2}.$$

Наближену формулу розрахунку резонансної частоти, що виражається в гігагерцях, для хвилі  $\text{TE}_{01\delta}$  (рис.1.7) можна записати у вигляді [12]:

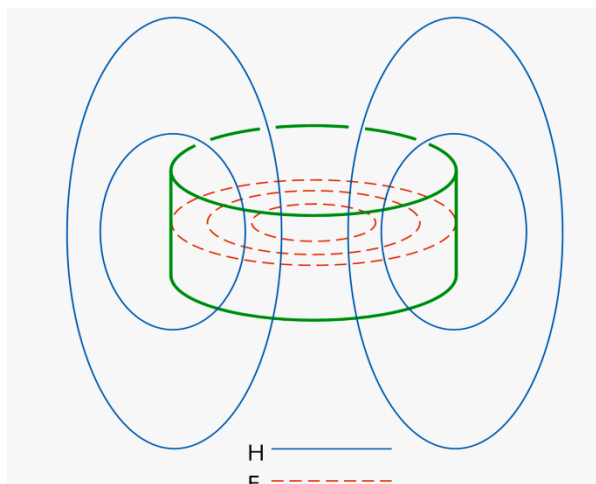


Рисунок 1.7 – Структура хвилі  $\text{TE}_{01\delta}$

$$f_{\text{нрм}} \approx \frac{34}{a\sqrt{\epsilon_r}} \left[ 3,45 + \frac{a}{d} \right] \text{ ГГц,}$$

де радіус антени  $a$  та її висота  $d$  виражені в міліметрах.

Наприклад, для  $a = 5,25$  мм,  $d = 4,6$  мм,  $\epsilon_r = 38$  отримаємо частоту 4,824 ГГц, що непогано узгоджується з результатами вимірів (4,85 ГГц).

Для гібридної хвилі НЕМ<sub>11δ</sub> переважно користуватися більш точним співвідношенням, запропонованим в [15]:

$$f_0 = \frac{18,972 \cdot 10^8}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r} + 2} \left( 0,27 + 0,36 \frac{a}{2d} + 0,02 \left[ \frac{a}{2d} \right]^2 \right).$$

Для добротності хвилі НЕМ<sub>11δ</sub> в циліндричній ДРА рекомендують використовувати наближене співвідношення для аналогічного формою діелектричного резонатора [16]. Приймаючи висоту антени, що дорівнює  $2d$ , можна використовувати наближений вираз добротності:

$$Q \approx \frac{a}{2d} \epsilon_r^{1,2} \left( 0,01893 + 2,925 \exp \left( -2,08 \frac{a}{2d} \left\{ 1 - 0,08 \frac{a}{2d} \right\} \right) \right).$$

Залежність  $Q$  від відношення  $u = a/2d$  має нелінійний характер з локальними екстремумами (рис. 1.8).

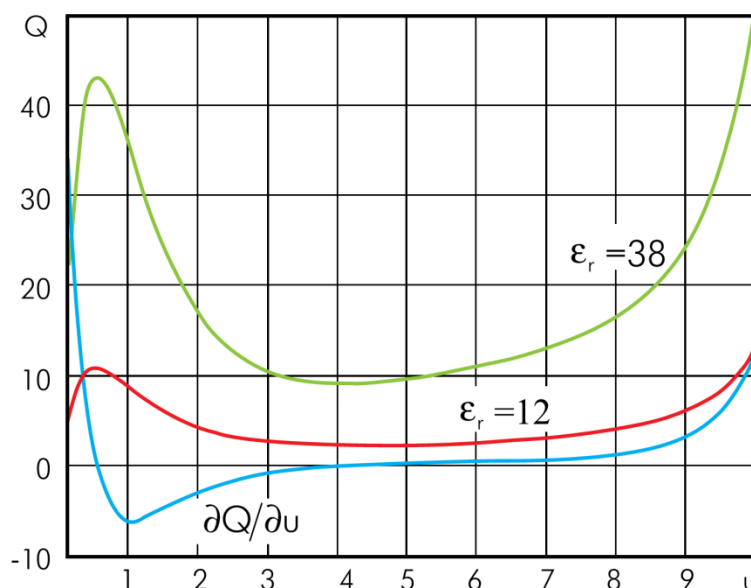


Рисунок 1.8 – Залежність добротності від величини  $u = a/2d$

Щоб знайти значення  $u$ , яким відповідають екстремуми (6), необхідно вирішити рівняння. Для його вирішення найпростіше скористатися вбудованою функцією пакету Mathcad

$$\text{root}\left[\frac{\partial Q}{\partial u}, u, u_1, u_2\right],$$

де  $u_1$   $u_2$  межі інтервалу, що охоплює точку екстремуму.

Характерно, що відношення  $Q_{\max}/Q_{\min} = 4,7161$  не залежить від  $\epsilon_r$ . При збільшенні  $u$  до 10 і більше  $Q$  різко зростає.

Аналіз отриманих результатів дозволяє зробити висновок, що практично у всіх публікаціях з теорії ДРА у прикладах використовується неоптимізований набір параметрів. Для отримання максимальної смуги пропускання циліндричних ДРА (теоретично чотириразової в порівнянні з найбільш часто досліджуваним випадком  $a \approx d$ ) слід вибирати відношення  $a/d \approx 8$ . Однак таке рішення передбачає збільшення габаритів антени, що не завжди є прийнятним.

При розгляді діаграми спрямованості передавального режиму циліндричної ДРА слід розрізняти дві основні площини її перерізу: Е-площину, що проходить через фідер і центр симетрії антени, і перпендикулярну Н-площину. Для діаграми спрямованості передаючого режиму циліндричної ДРА з лінійною поляризацією випромінювання і мікрополосково-щілинним фідером, розташованим під тілом резонатора, Знайдено, що в Е-площині спрямованість антени виражена менше, ніж у площині Н [14]. Загалом діаграма спрямованості щодо осі Z, перпендикулярної поверхні екрана, приблизно симетрична.

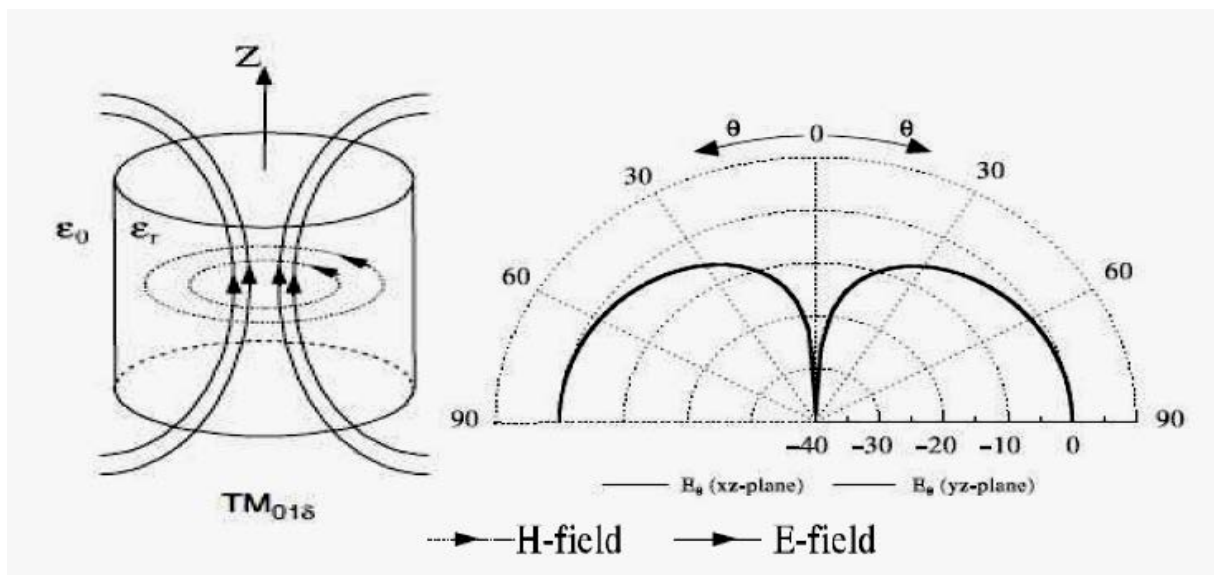


Рисунок 1.9 - ДС основної Е-моди (Е типу коливання)

При конструюванні антенних решіток на основі циліндричних ДРА слід враховувати взаємний вплив антен, відстань між якими мало. На перший погляд, діелектрик повинен сприяти ослабленню взаємного зв'язку антен.

Однак, як показали дослідження, взаємний вплив близько розташованих ДРА в  $H$ -площині дійсно менше, ніж у напівхвильових вібраторів [14]. Однак при відстані між антенами більше  $0,4\lambda_0$  взаємний вплив стає порівняним із взаємним впливом дипольних елементів. У  $E$ -площині відмінності між диполями та ДРА практично відсутні за будь-якої міжелементної відстані [14].

Максимальний взаємний вплив двох ідентичних циліндричних ДРА спостерігається на резонансній частоті і зменшується в міру відхилення частоти сигналів від неї.

### 1.3 ДРА із круговою поляризацією

У цьому розділі будуть розглянуті результати досліджень ДРА з круговою поляризацією, з акцентом в основному на способи збудження, геометрію антени та характеристики випромінювання, включаючи діаграму спрямованості, підсилення та спрямованість.

Відповідно до [24], резонансну частоту можна розрахувати за такою формулою:

$$f_r = \frac{c}{2\pi a \sqrt{(\epsilon_r + 2)}} \sqrt{3.83^2 + \left(\frac{\pi a}{2h}\right)^2},$$

де  $a$  – радіус діелектричного стрижня;  $f_r$  – резонансна частота у вільному просторі;  $c$  - швидкість світла у вільному просторі;  $\epsilon_r$  - діелектрична проникність матеріалу циліндричної ДРА.

Для створення хвилі з круговою поляризацією в дослідженні [22] було обрано використання короткої коаксіальної спіралі як методу збудження, як показано на рис. 1.8. Переваги полягають, по-перше, у тому, що спіраль сама

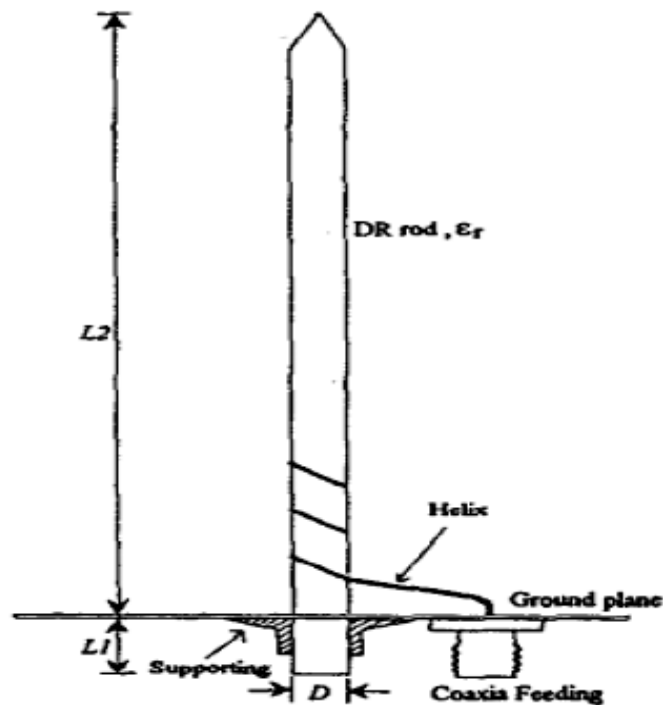


Рисунок 1.10 - Циліндрична ДРА, що збуджується короткою спіраллю

створює хвилю з круговою поляризацією та з високим коефіцієнтом підсилення, по-друге це дозволяє уникнути складності зі звичайним колом живлення. Згідно з дослідженням, діаметр повинен відповідати наступній вимоги :

$$D \geq \frac{0.58\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}},$$

де  $\lambda$  – довжина хвилі у вільному просторі,  $\epsilon_r$  як згадувалося раніше - ефективна діелектрична проникність.

Робоча частота для використання ДР як ефективний випромінювач потужності повинна визначатися виразом,

$$f \geq \frac{0.58c}{D\sqrt{\epsilon_r}},$$

де  $c$  – швидкість світла у вільному просторі. Однак, на жаль, ця антена не здатна формувати бажану діаграму спрямованості торцевого (осьового) випромінювання.

У роботі [27] показано, що існує кілька методів створення сигналу з круговою поляризацією для ДРА. Їх можна розділити на дві основні групи: збудження одним зондом, така як ДРА зі спіральним збудженням, представлена вище та збудження кількома зондами. Як правило, багатозондове збудження має велику смугу пропускання ДРА порівняно з однозондовим збудженням. Це забезпечує робочу смугу близько 20%. Тим не менш, що повинно турбувати ДРА з збудженням від кількох зондів так це те, що потрібно знайти спосіб для створення належної різниці фаз між зондами. Найбільш часто використовувані методи включають введення різниці довжин, а також застосування спрямованих відгалужувачів.

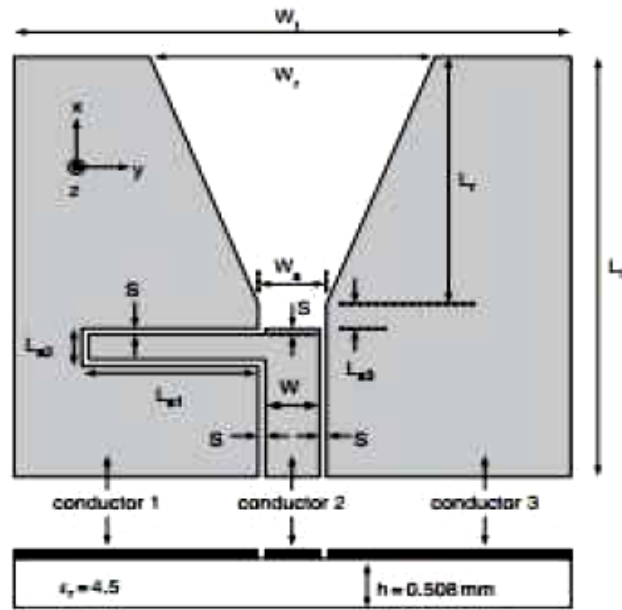


Рисунок 1.11 - Конфігурація друкованої антени із CPW хвилеводами різної довжини

Два 90-градусних і один 180-градусний спрямований відгалужувач використовуються в [27] для створення кругової поляризації, як показано на рис. 1.12

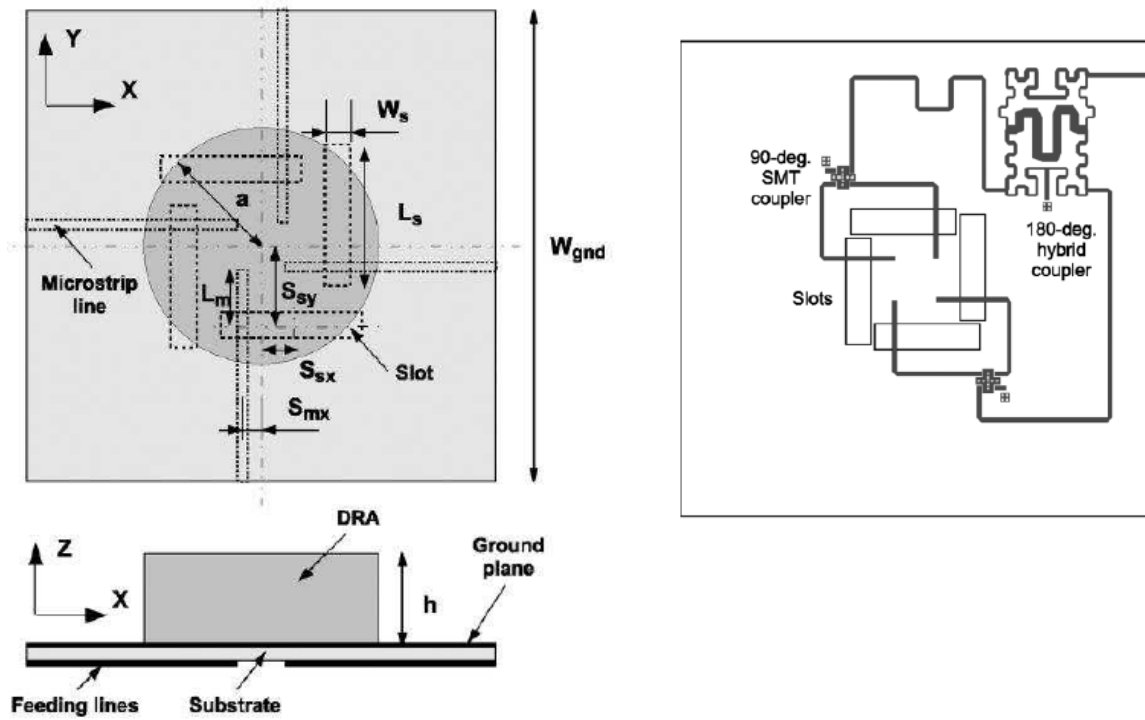


Рисунок 1.12 – Діелектрична резонаторна антена: а – конфігурація антени, б – коло живлення

Наявність щілин призводить до великої величини зворотних втрат, які варіюються від -5 дБ на частоті 1,15 ГГц до -10 дБ на частоті 1,6 ГГц. Щоб подолати цю неприємність, ззаду антени на певній відстані можна розмістити металевий екран. Точне оптимальне положення цього екрана можна отримати шляхом моделювання. Однак отримувана діаграма спрямованості не є тією діаграмою спрямованості, яка необхідна.

Регулюючи співвідношення радіусу та висоти діелектричного стрижня, можна змінити діаграму спрямованості. В якості альтернативи можна змінити частоту збудження, щоб ввести антену в бажаний режим торцевого збудження, тобто збудити в стрижні коливання  $E_{01\delta}$ .

Одним з останніх методів збільшення робочої смуги частот ДРА є Disc-Ring DRA, в якій монополь (несиметричний вібратор) оточений діелектричним кільцем. Крім того, рядом досліджень доведено, що робоча смуга частот ДРА може бути збільшена за рахунок введення повітряного зазору між землею і ДР [28]. У 1989 р. Кишк і співавтори провели перше експериментальне дослідження широкосмугової ДРА, з'єднавши разом два діелектричні кільця однакового розміру з різних матеріалів (рис.1.13) . Проте робоча смуга частот виявилася

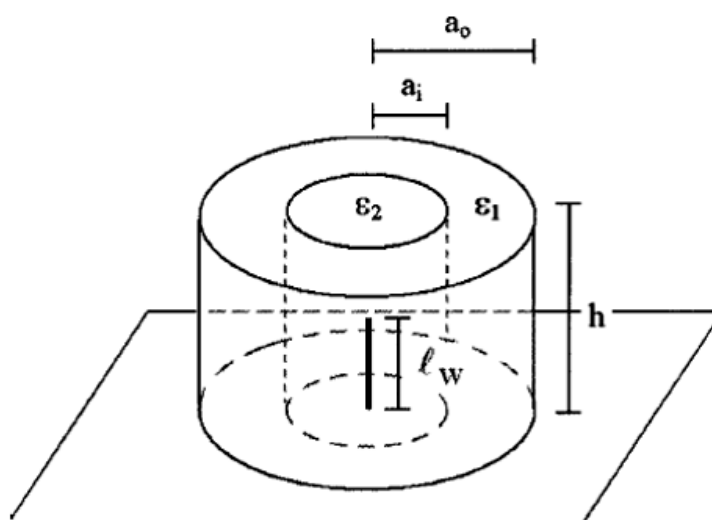


Рисунок 1.13 – Геометрія ДРА з монопольним збудженням

лише близько 18%. Зовсім недавно у дослідженні, проведеному Ong та ін. був модифікований попередній метод. Порожнину попередньої моделі заповнили іншим діелектричним матеріалом з діелектричною проникністю, відмінною від проникності зовнішнього кільця і досягнувши при цьому величини робочої смуги до 45% [30].

У роботі [30] застосовано комбінації із 4 діелектричних матеріалів. Були досліджені вихідні характеристики в залежності від наступних величин: довжина зонда, частота джерела, розмір екрану. Встановлено, що кращими значеннями діелектричної проникності кільця є наступні комбінації  $\epsilon_1 = 4$ ,  $\epsilon_2 = 12$  і  $\epsilon_1 = 4$  і  $\epsilon_2 = 15$ . Коли центральна частота лежить у межах близько 2,9 ГГц та 2,8 ГГц та 1,5 ГГц та 1,3 ГГц відповідно, робоча смуга частот має величину більше 45%. Крім того, також зазначено, що вхідний опір залежить від частоти. Коли вхідний опір дорівнює 50 Ом, частота лежить у межах близько 2, ГГц і 2,8 ГГц відповідно.

Зразки діаграм спрямованості показують, що ідеальна діаграма спрямованості може бути досягнута за рахунок нескінченної площини заземлення. Крім того, діаграма спрямованості погіршується зі зменшенням розміру екрану, оскільки випромінювання не концентрується лише у напрямку осі. Крім того, вивчено зв'язок між шириною смуги та відношення радіусів кільця, змінюючи довжину зонда. Виявлено, що коли висота діелектричного резонатора становить 18 мм, смуга дуже чутлива до довжини зонда.

Робота показала, що можлива дуже вдала конструкція осьового випромінювання ДРА. Це показує важливість правильного поєднання матеріалів і довжини зонда. Щоб зменшити розмір антени, для зовнішнього кільця слід вибрати більшу діелектричну проникність, ніж у внутрішнього стрижня. Передбачається, що висота ДР повинна бути меншою за половину довжини хвилі. Оптимальне значення відношення радіусів лежить у проміжку між 0,3 та 0,7.

Все викладене вище свідчить про необхідність більш детального вивчення властивостей ДРА різної конструкції із застосуванням сучасних пакетів моделювання мікрохвильових пристроїв та антен.

## 2 МОДЕЛЮВАННЯ ДРА З КРУГОВОЮ ПОЛЯРИЗАЦІЄЮ

### 2.1 Циліндрична ДРА із збудженням через щілину

Збудник антени складається з Т-подібного дільника потужності та двох щілин, прорізаних в екрані (рис.2.1). Опір секції 1 дорівнює 50 Ом, а опір для секцій 2 і 3 дорівнює 100 Ом.

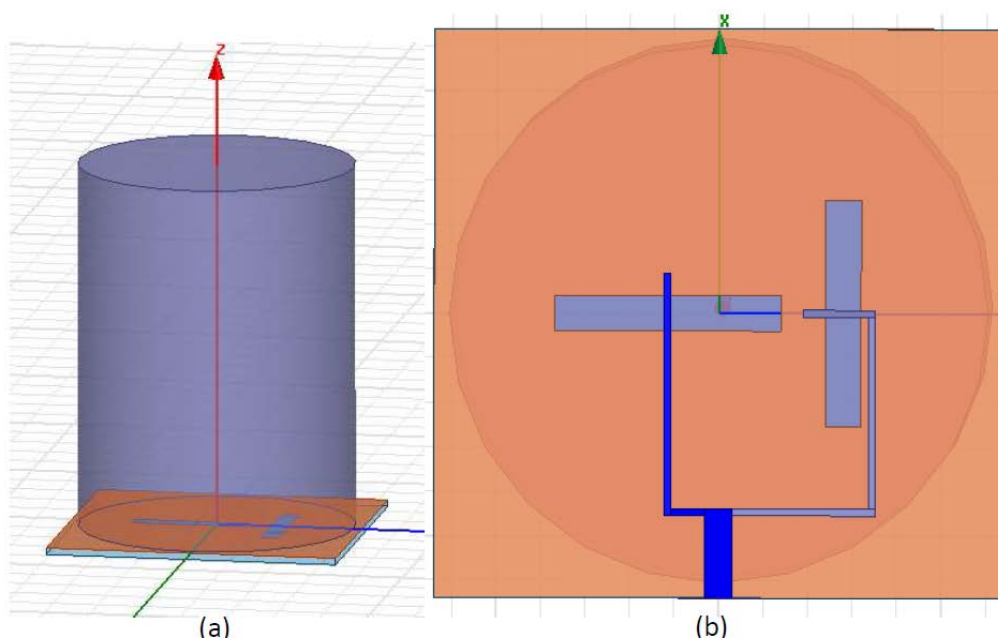


Рисунок 2.1 – Геометрія ДРА із щілинним збудженням: а) – загальний вигляд, б) – вид знизу

Мікросмушковий дільник потужності розташований на нижній стороні підкладки. Щілина прорізається одночасно у підкладці та екрані.

Таким чином, амплітуди на виході цих секцій дорівнюють один одному. Довжина ділянки 3 більша за довжину ділянки 2 на , щоб отримати різницю фаз 90 градусів між ділянкою 2 і ділянкою 3. Розрахунок і результати моделювання наведені нижче.

## 2.2 Дослідження схеми збудження резонатора

### 2.2.1 Оптимізація різниці довжин для отримання різниці фаз $90^\circ$

Щоб реалізувати хвилю з круговою поляризацією, необхідно запровадити різницю фаз  $90$  градусів між двома вхідними сигналами. Один з найпростіших способів зробити це - ввести різницю довжин між двома плечима дільника. Тому, насамперед, з'ясувалась відповідна різниця в довжині. Значення основних геометричних параметрів розраховані та зведені до таблиці 2.1.

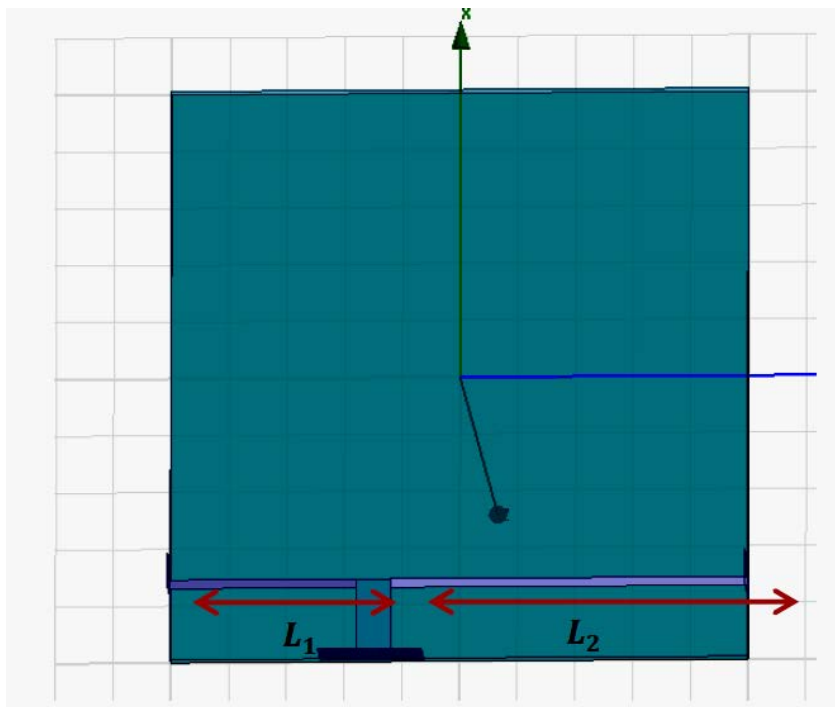


Рисунок 2.2 – Конфігурація дільника потужності

Таблиця 2.1. Геометричні параметри дільника

Діелектрична проникність підкладки	Товщина підкладки	Центральна частота	Ширина 50-омної МСЛ	Ширина 100-омної МСЛ
4.4 (FR4)	1.6 мм	3 ГГц	2.99 мм	0.75 мм

Для визначення різниці довжин відрізків мікросмушкової лінії передачі, що утворюють плечі дільника, використані наступні формули:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}}, \quad (2.1)$$

де  $d$  товщина підкладки,  $w$  – ширина мікросмушкової лінії.

$$|L_1 - L_2| = \frac{\lambda_{eff}}{4}, \quad (2.2)$$

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}. \quad (2.3)$$

Підставляючи в (2.1), (2.2) та (2.3) отримаємо  $\lambda_{eff} = 57.45$  мм і відповідно

$$\Delta L = |L_1 - L_2| = 14.36 \text{ мм.}$$

Довжина щілини повинна бути приблизно рівна  $\lambda_{eff}/2 = 28.73$  мм, ширина щілини вибирається рівною 7 мм. Моделювання було виконано для перевірки вихідних змінної даних, в той час як інші параметри залишалися постійними. Результати моделювання наведені нижче на рис. 2.3, рівень -10 дБ та центральна частота позначені пунктирною лінією.  $S_{12}$  і  $S_{13}$  повинні підтримуватися вихідний сигнал на рівні -3дБ, в той час як  $S_{11}$  має бути якнайменше.

Аналізуючи наведені графіки, можна виявити, що при збільшенні різниці довжин  $\Delta L$  між двома хвилеводами до 14,7 мм мінімальні зворотні  $S_{11}$  втрати спостерігаються на центральній частоті 3 ГГц. Однак схема живлення з меншою різницею довжин  $\Delta L$  насправді забезпечує набагато ширшу смугу пропускання в порівнянні з графіком, де дорівнює 14,7 мм. Крім того, також спостерігається, що зі збільшенням від 10 мм до 15 мм резонансна частота зміщується

у бік центральної частоти. Це узгоджується із результатами розрахунків, отриманими раніше. Незважаючи на те, що оптимальна смуга пропускання не дося-

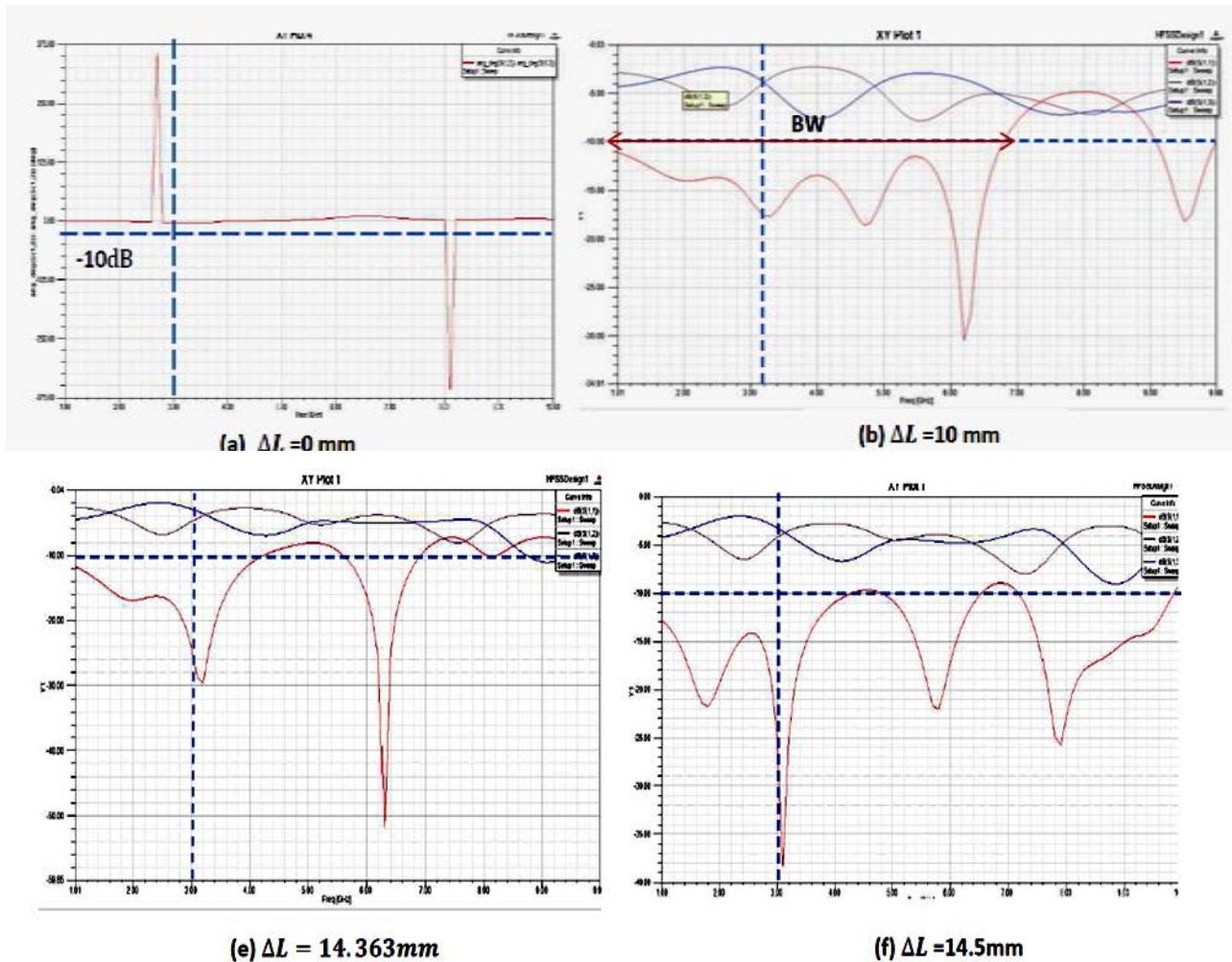


Рисунок 2. 3 – Частотні залежності втрат на відбиття для різних значень  $\Delta L$

гається разом з ідеальною резонансною частотою, коли  $\Delta L$  дорівнює 14,7 мм, враховуючи великі втрати потужності при додаванні щілин і динамічного опору, вибираємо  $\Delta L$  рівну 14,7 мм, де зворотні втрати  $S_{11}$  мінімальні і рівні -40 дБ.

Частотні залежності різниці фаз для різних  $\Delta L$  наведено нижче на рис. 2.4.

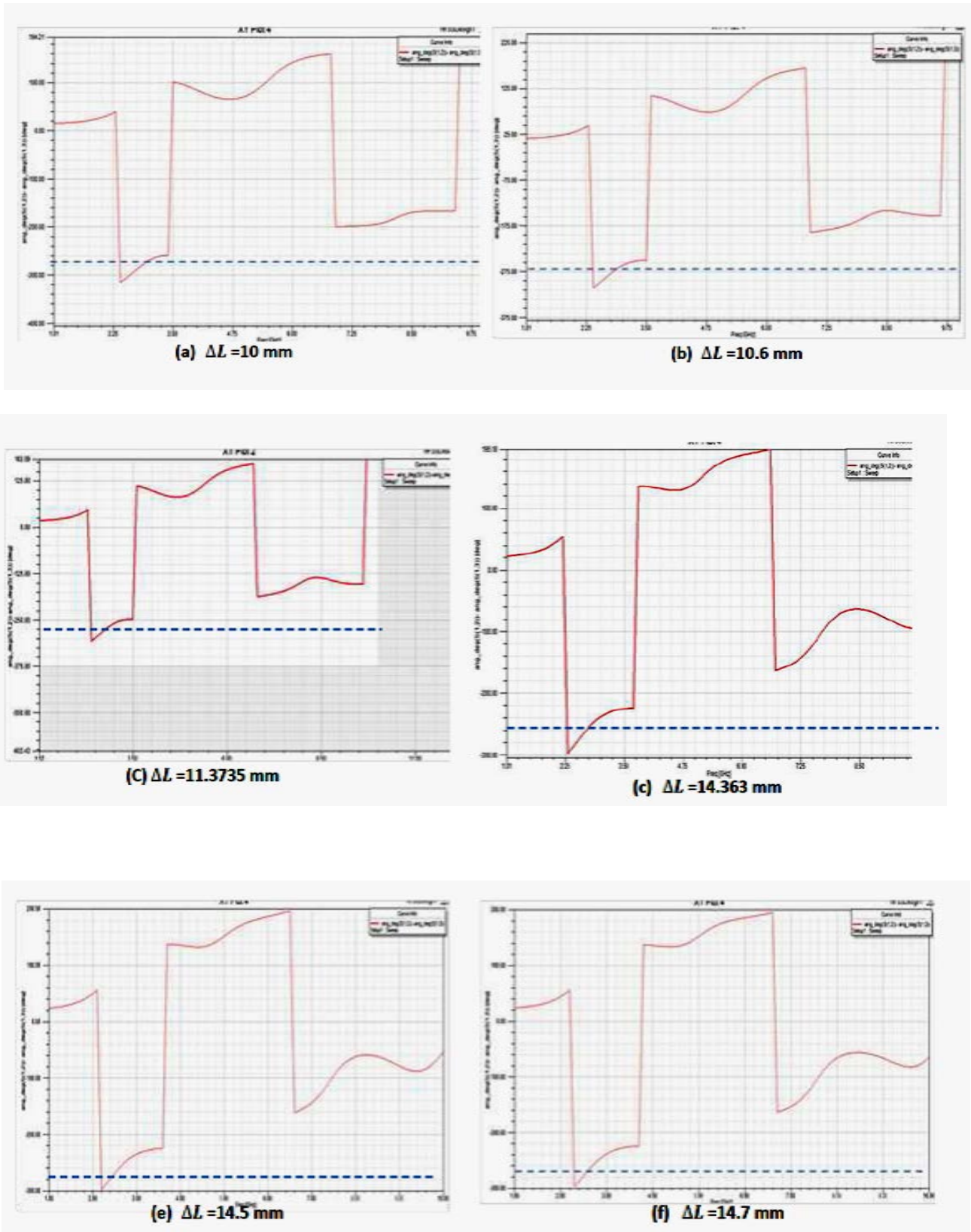


Рисунок 2.4 – Частотна залежність різниці фаз для різних значень  $\Delta L$

Результати показують, що різниця в довжині  $\Delta L$  в діапазоні від 10 мм до 15 мм не має великого впливу на різницю фаз на виході.

Враховуючи як втрати на відбиття, так і характеристики різниці фаз, величина  $\Delta L = 14,7$  мм обрана як найкращий варіант.

### 2.3 Моделювання комбінації мікросмужкова лінія і щілина, що збуджує

У цьому розділі при моделюванні використовується тільки одна мікросмужкова лінія для збудження через щілину. Параметри, які ми збираємося досліджувати, це ширина, довжина щілини; радіус та висота діелектричного резонатора.



Рисунок 2. 5 – Діелектричний резонатор із збудженням однією щілиною

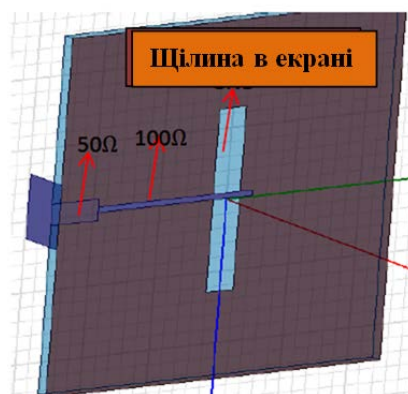


Рисунок 2.6 – Схема окремого збудження

Як показано на рис. 2.5 і 2.6, схема живлення розміщується в нижній частині підкладки ( $\epsilon = 4.4$ ), а щілина прорізана в екрані, який повинна бути безперечною ідеальною землею. Таким чином, випромінювання, що випускається колом живлення, обмежується передачею тільки через область щілини і резонує в ДР вище. Отже, розміри, а також положення мікросмушкової лінії під щілиною дуже важливі для ефективного збудження поля з круговою поляризацією.

Як показано раніше, резонансна частота режиму визначається виразом 2.3.

Підставивши

$$f_r = 3\text{GHz}, h = 90\text{mm} = 0.09\text{m}, \epsilon_r = 4.4$$

отримуємо  $a = 30\text{ мм}$ .

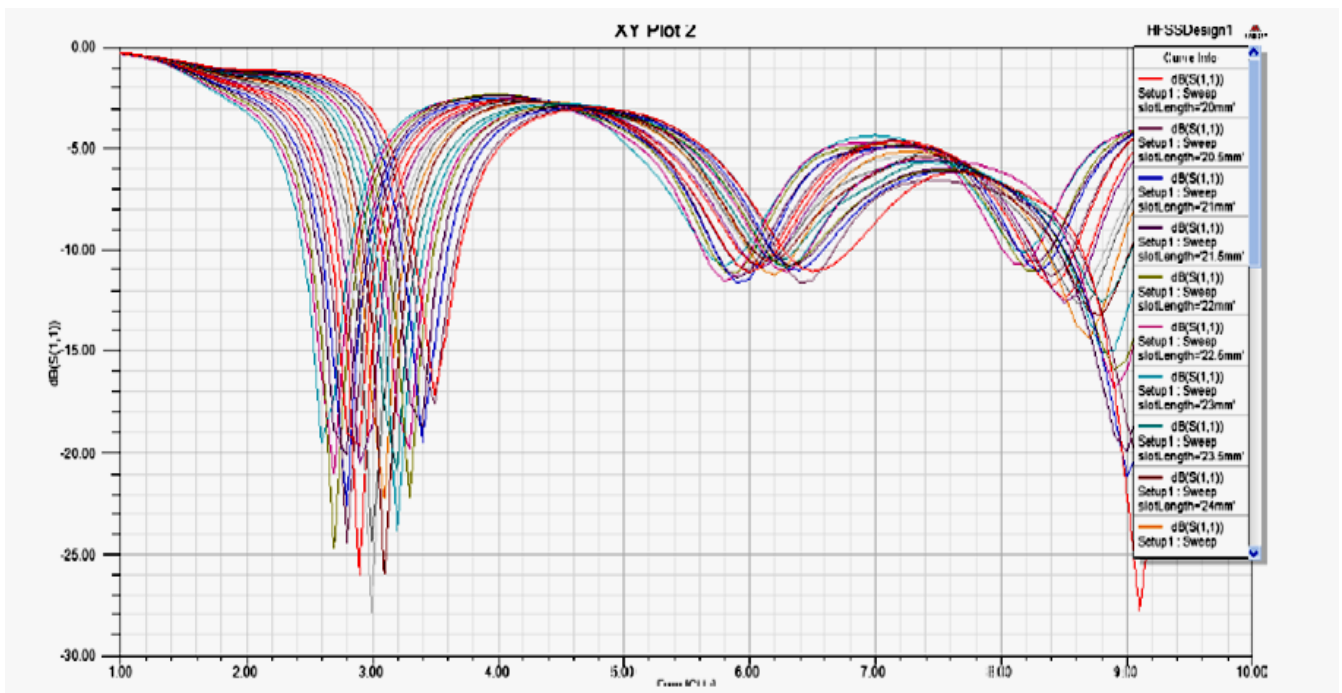


Рисунок 2.7 – Частотні залежності втрат на відбиття для різних величин довжини щілини

Довжина щілини варіювалася від 20 мм до 30 мм. Зазначимо, що мінімальні поворотні втрати  $S_{11} = -28,05\text{ дБ}$  досягаються при довжині 25,5 мм. Допус-

тима смуга пропускання на рівні -10 дБ становить від 2,85 ГГц до 3,2 ГГц, тобто 11,6%.

Далі аналізувалися щілини змінної ширини, у своїй довжина бралася рівної оптимальному значенню 25,5 мм.

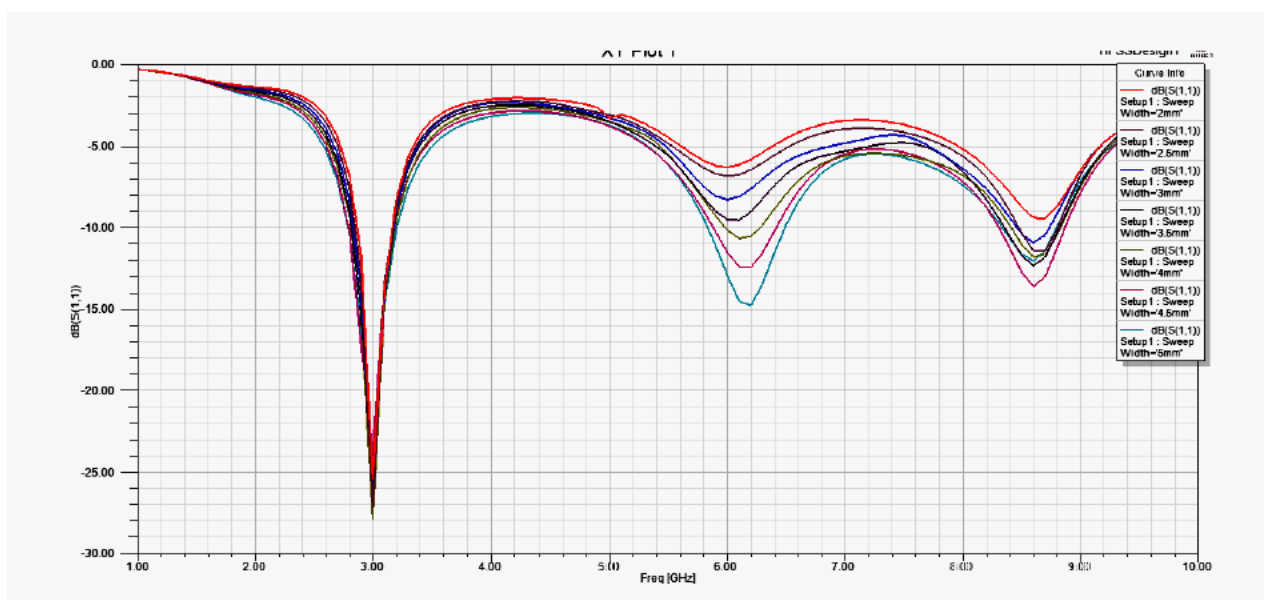


Рисунок 2.8 – Частотна залежність втрат на відбиття для різних значень ширини щілини

Наведені результати показують, що оптимальна ширина становить 4 мм. В той же час також видно, що зміна ширини щілини не впливає на резонансну частоту, в той час як довжина щілини сприяє зміщенню резонансної частоти.

Так як струм змінюється вздовж мікросмушкової лінії синусоїдально, то в якійсь точці Е-поле сильніше, в якійсь слабшій. Отже, з'ясувавши оптимальне взаємне розташування щілини та мікросмушкової лінії, можна мінімізувати зворотні втрати.

Нижче наведено результати дослідження впливу довжини розімкнутої 100-омної МСЛ на величину коефіцієнта відбиття. Для цього розраховувалися частотні залежності втрат на відбиття для довжини лінії, що лежить в межах від 20 мм до 24 мм.

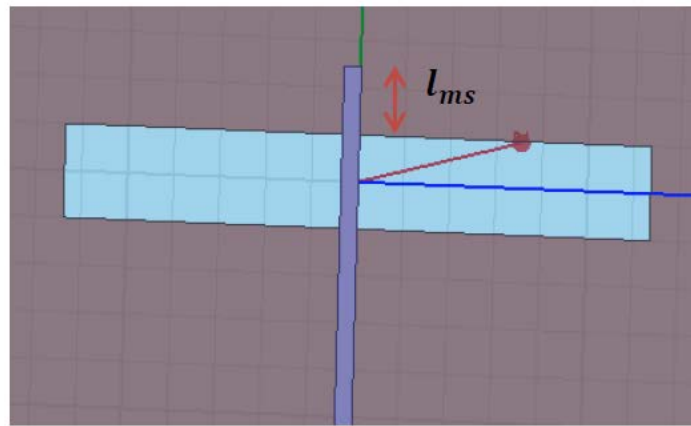
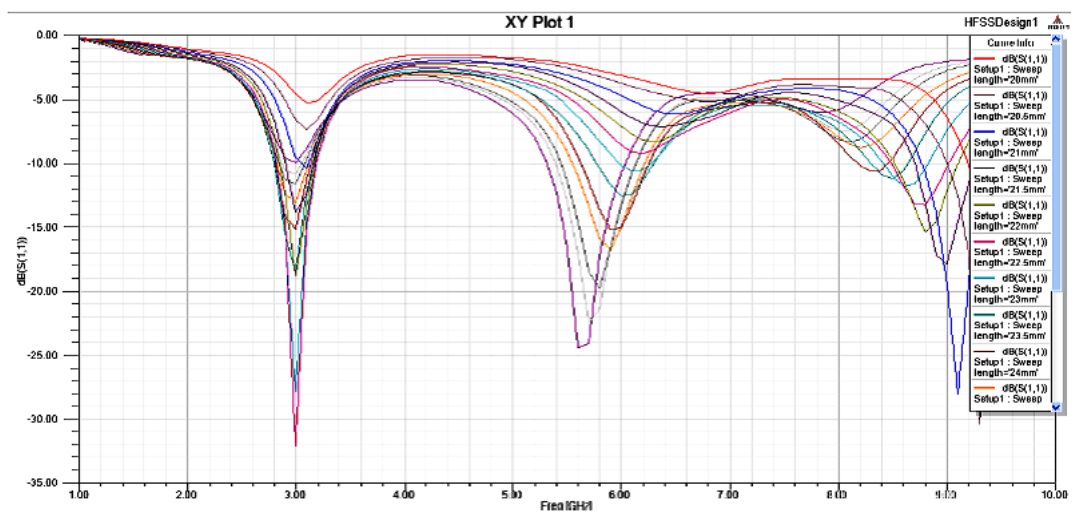
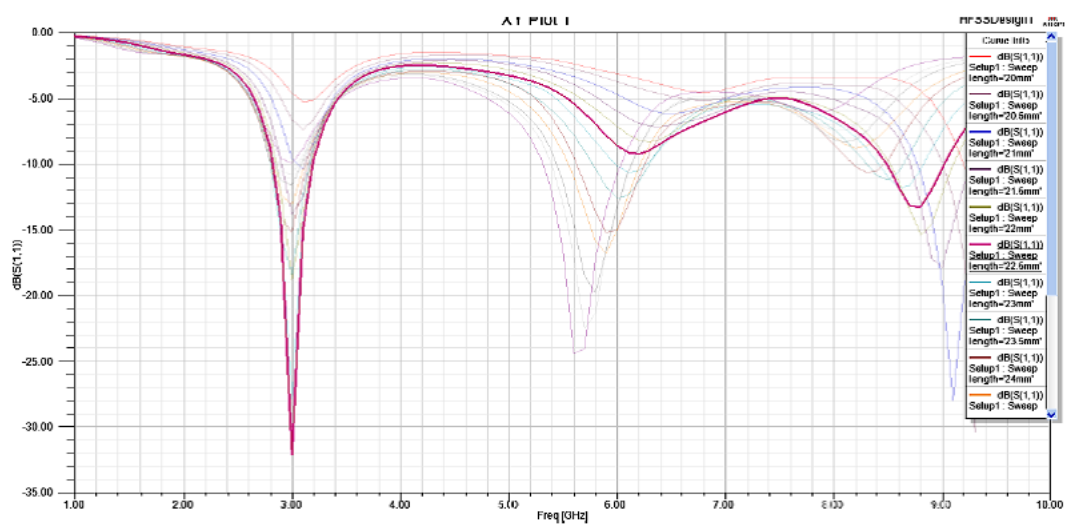


Рисунок 2.9 – Взаємне розташування мікросмушкової лінії та щілини зв'язку (довжина щілини 25.5 мм, ширина 4 мм)



а)



б)

Рисунок 2.10 – Частотні залежності втрат на відбиття для різних довжин 100-омної МСЛ

На рис.2.10а і 2.10б наведені одні й самі криві, але у 2.15б виділено залежність для оптимальної довжини МСЛ, що дорівнює 22.5 мм.

Результати показують, що при довжині 100-омной МСЛ, що дорівнює 22.5 мм, що відповідає довжині відрізка  $l_{ms}$  рівної 2,5 мм, виходять найнижчі зворотні втрати (втрати на відбиття). Також видно, що резонансна частота збігається точно з центральною частотою, яка становить 3 ГГц.

## 2.4 Дослідження впливу зміни висоти та радіусу діелектричного резонатора при одноелементному збудженні

Далі вивчимо вплив висоти та радіуса резонатора на якість узгодження.

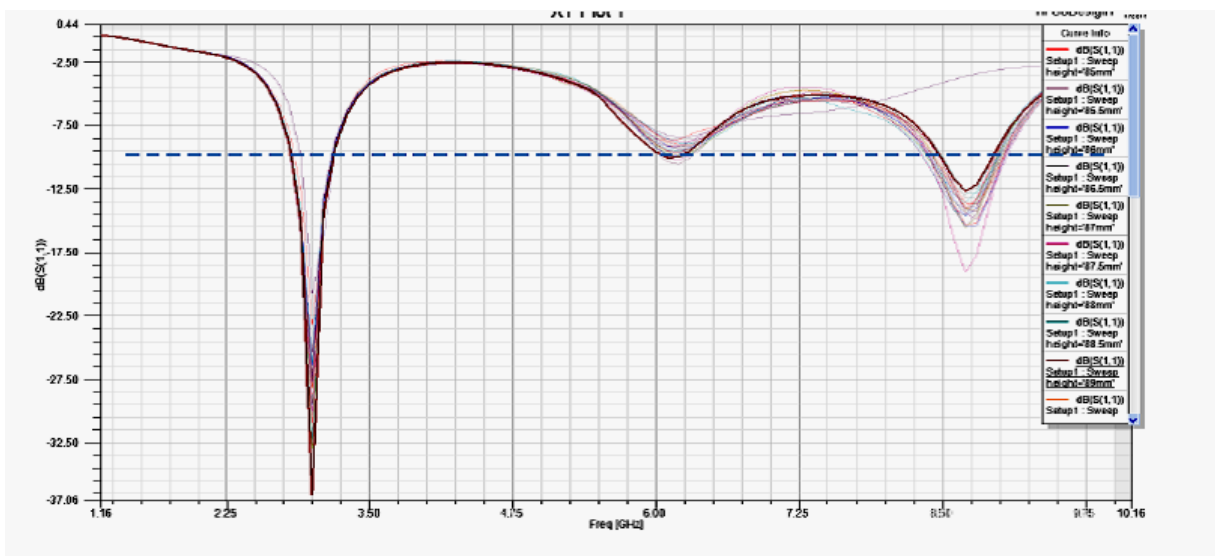


Рисунок 2.11 – Частотні залежності втрат на відбиття для різної висоти ДРА

Згідно рис. 2.11, при оптимізованому поєднанні мікрополосково-щілинного збудження та фіксованого радіусу ДР зміна висоти не робить істотного впливу на резонансну частоту, а лише призводить до невеликої зміни зворотних втрат. Встановлено, що при висоті, що дорівнює 89 мм,

досягаються мінімальні зворотні втрати та найширша смуга погодження. Отже, можна сказати, що резонансна висота циліндра дорівнює 89 мм. Як видно з рисунка 2.11, тільки при одному елементі збудження смуга за рівнем -10 дБ (штрихова лінія) дуже вузька. Вона дорівнює лише 11%.

Також досліджено вплив радіусу ДРА на якість. Результати представлені на рис. 2.12. Частотні залежності, показані на рис.2.12, свідчать, що зворотні втрати слабо залежить від радіуса резонатора. Оптимальний радіус для досягнення мінімальних зворотних втрат становить 24 мм.

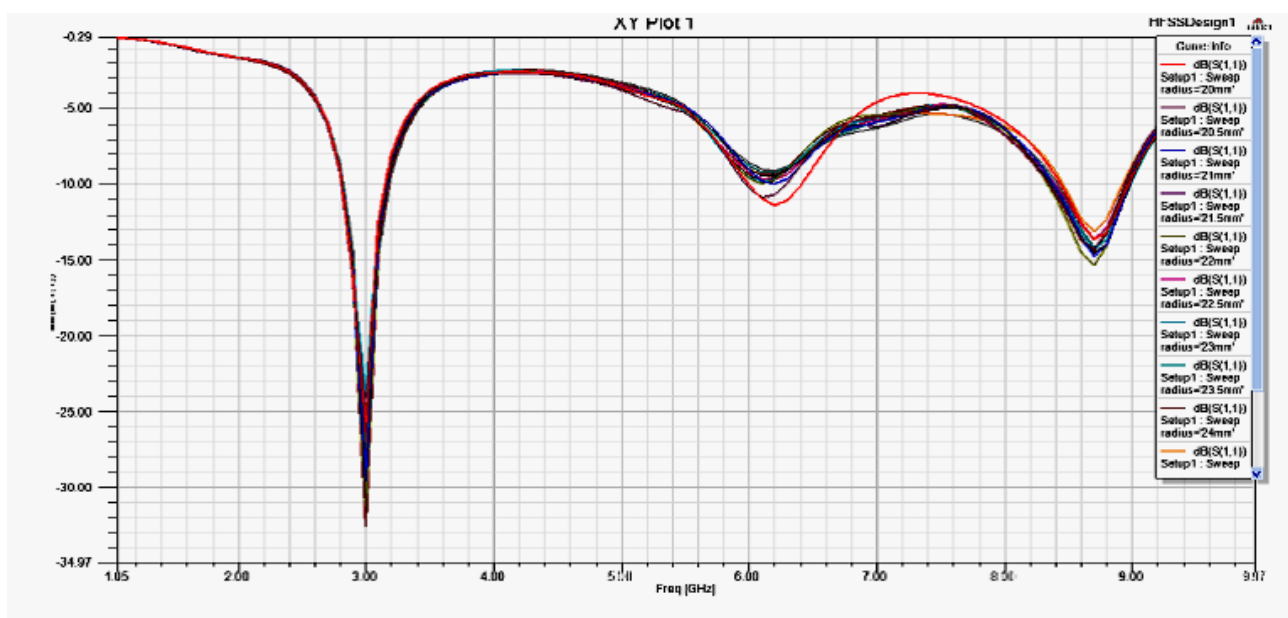
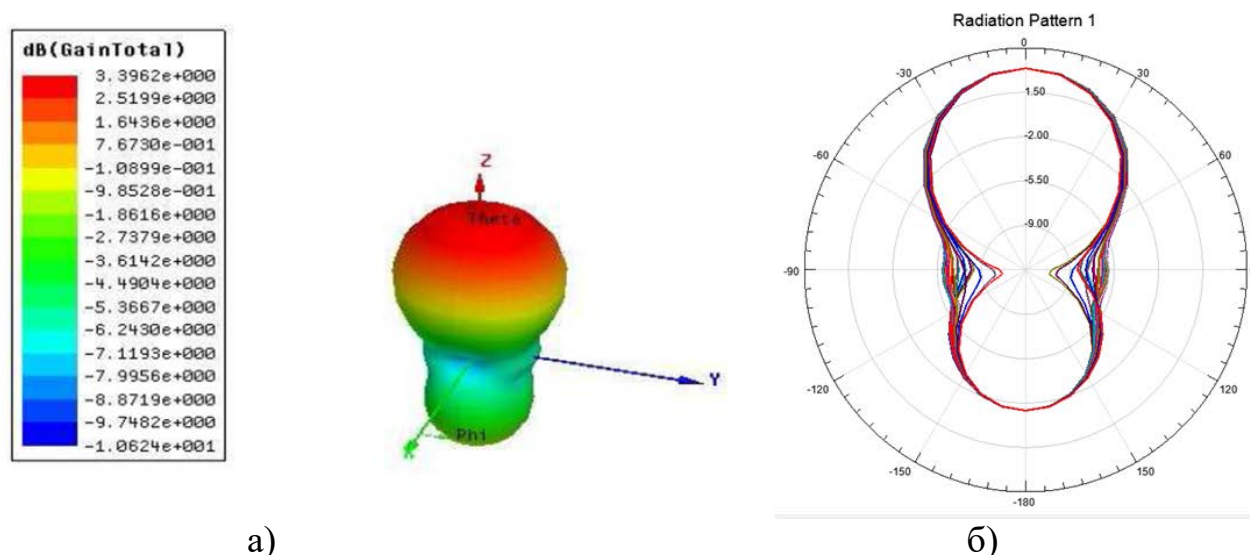


Рисунок 2.12 – Частотні залежності втрат на відбиття для резонатора з різними радіусами

Для певних розмірів було проведено моделювання діаграми спрямованості ДРА з метою з'ясування форми ДС, напряму головного максимуму випромінювання та КСД. Були отримані тривимірні ДС за потужністю, а також двовимірні ДС.

На жаль, при знайдених оптимальній висоті та радіусі ДРА у моделі з одним джерелом збудження, ДС не є діаграмою спрямованості осьового випромінювання – спостерігається значне випромінювання назад (-2 дБ, як видно на рис. 2.13). Величина КСД дорівнює 3.4 дБ.



а)

б)

Рисунок 2.13 – Діаграма спрямованості резонаторної антени з одним елементом збудження: а - тривимірна ДС, б ) ДС у площині ZY для різних значень радіуса резонатора . Висота ДР 89 мм,  $l_{ms} = 2.5$  мм, довжина щілини 25.5 мм, ширина щілини 4 мм.

Крім того, з'ясовано, що головною проблемою є погане узгодження. Більш детальне дослідження режиму збудження буде проведено в наступних розділах.

## 2.5 Перевірка знайдених геометричних параметрів при двоелементному збудженні

У даному розділі визначалися оптимальні параметри мікросмушкових ліній, щілинного збудника та діелектричного резонатора, які використовуються в повній моделі з двома елементами збудження (поєднання двох мікросмушкових ліній та двох щілин в екрані). Мета полягала в тому, щоб перевірити, чи можуть ці попередні результати відповідати вимогам для створення діаграми спрямованості осевого випромінювання чи ні. Результати показано на рис. 2.14 і 2.15.

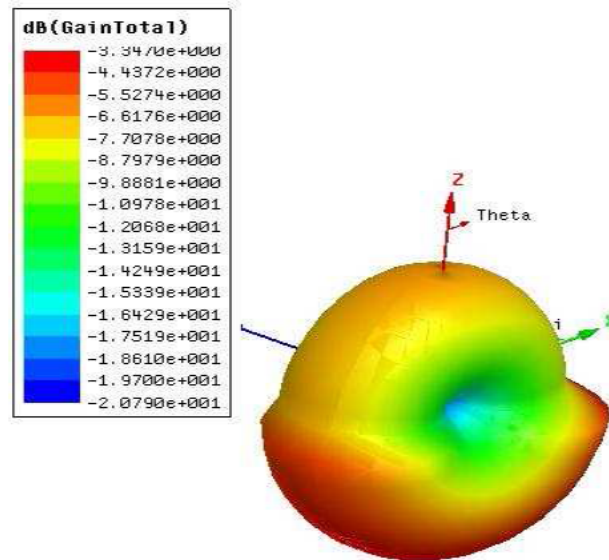


Рисунок 2.14 – Тривимірна ДС антени з одним елементом збудження

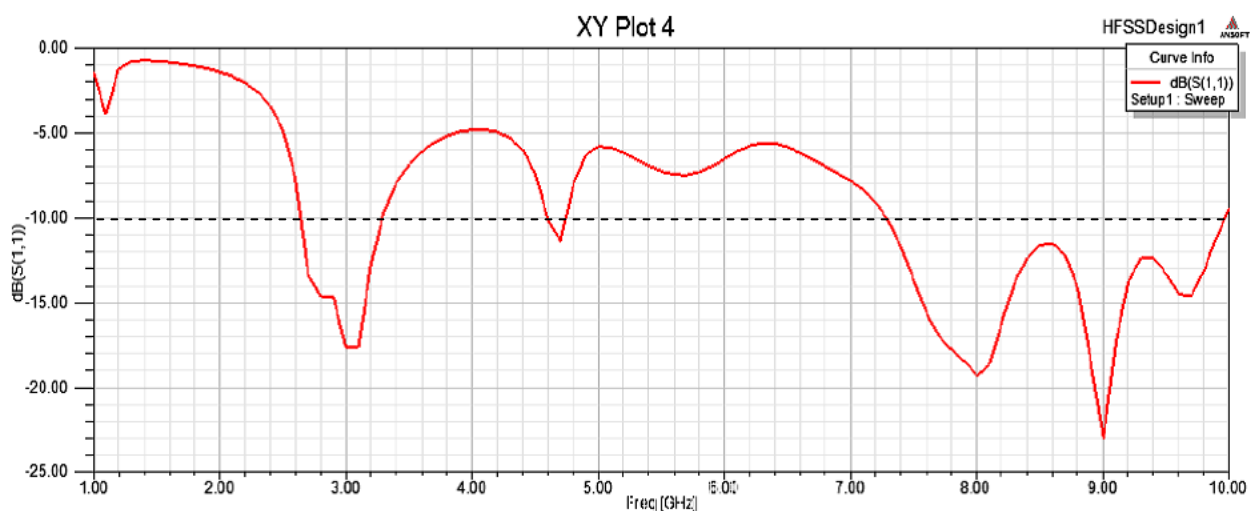


Рисунок 2.15 – Частотна залежність втрат на відбиття при двох елементах збудження

На жаль цей варіант конструкції не дозволяє отримати діаграму спрямованості осевого випромінювання, а тільки випромінювання в режимі ТМ або режимі НЕ, як показано на рисунку 2.14. Найсильніше випромінювання у бік осі  $z$ . При цьому видно, що також є випромінювання перпендикулярно до осі  $z$  тобто паралельно плоскості  $x$ - $y$  і спрямоване на всі боки. Тим не менш, DRA, як і раніше, може забезпечити прийнятні властивості з точки зору втрат на відбит-

тя. Причому резонансна частота дорівнює центральній частоті 3ГГц. Згідно з рисунком 2.15 (втрати на відбиття лише з одним збудженням), додавання ще одного збудження збільшує ширину робочої смуги з 10% (на рисунку 2.8) до приблизно 11% (на рисунку 2.15). Це узгоджується з тим, що було отримано раніше, а саме, що спосіб збудження з декількома елементами зв'язку і може створити відносно більший коефіцієнт підсилення в ширшій полосі частот, ніж спосіб з одним елементом.

Крім того, був досліджений ряд діаграм спрямованості шляхом варіювання відносини радіуса і висоти ДР, оскільки це основний фактор, що визначає режим збудження ДР, як описано в розділі 1 «Огляд літератури», а також положення щілини. Однак жоден з них не може дати діаграму спрямованості осьового випромінювання. Якщо говорити тільки про втрати на відбиття і резонансну частоту, то отримані параметри в таблиці 2.2 можна вважати оптимальними.

Таблиця 2.2 Основні параметри при двоелементному збудженні

Радіус ДР	24 мм
Діелектрична проникність підкладки	2.2
$l_{ms}$	14.36 мм
Довжина щілини	25.5 мм
Висота ДР	90 мм
Діелектрична проникність ДР	4.4
$l_{ms}$	2.5 мм
Ширина щілини	4 мм

Після проведення попередніх досліджень основна увага була зосереджена на зміні діелектричної проникності для досягнення діаграми спрямованості осьового випромінювання, оскільки величина діелектричної проникності є одним з важливих факторів. У літературі було помічено, що у ряді випадків для побудови ДРА використовується матеріал з діелектричною проникністю  $\epsilon = 36$

[30]. Тому вивчення ДРА з  $\epsilon=36$  були проведено в наступній частині дослідження.

## 2.6 Дослідження впливу величини діелектричної проникності на характеристики осьового випромінювання

Як обговорювалося раніше, для  $\epsilon = 4.4$  режим торцевого випромінювання не було отримано. Достатня кількість досліджень показало, що модель широко-смугової антени осьового випромінювання може бути реалізована з використанням матеріалу, що має  $\epsilon = 36$ .

Після того, як діелектрична проникність була обрана рівною 36, радіус ДРА і довжина щілини варіювалися для спостереження за поведінкою діаграмами спрямованості.

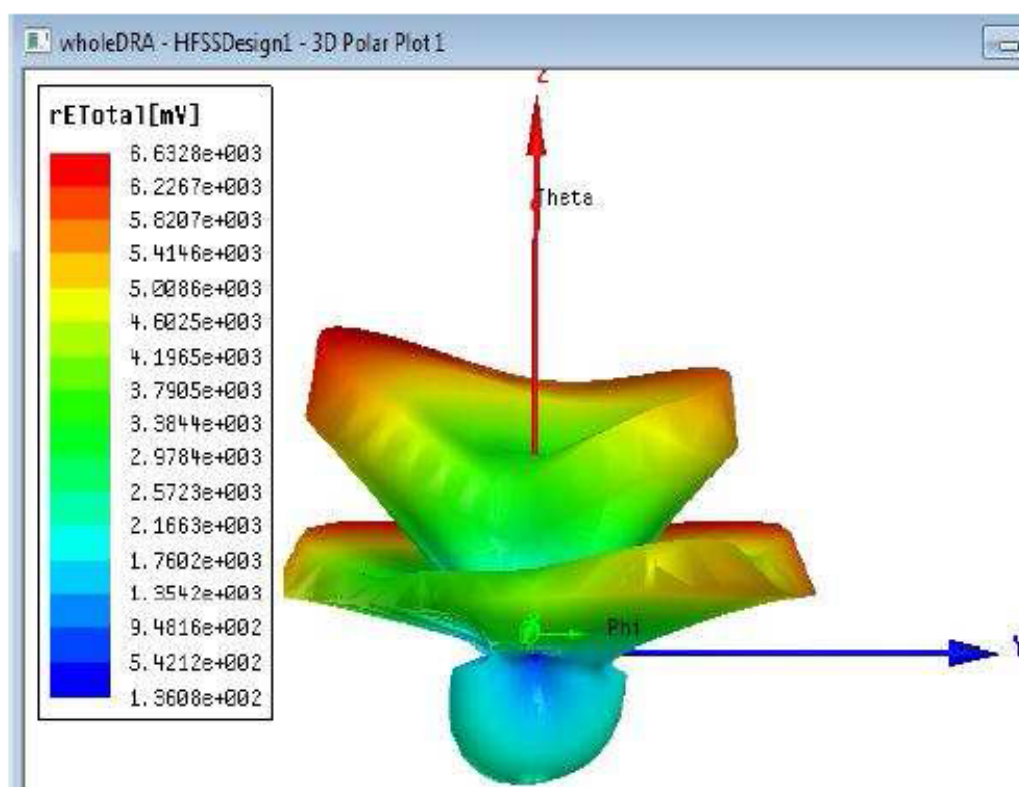


Рисунок 2.16 – Тривимірна ДС антени з  $R=20$  мм та довжиною щілини 25.5 мм

При  $\epsilon = 36$ ,  $h=90$  мм,  $R=20$  мм, довжині щілини 25,5 мм починає з'являтися торцеве випромінювання. З рис. 2.16 можна сказати, вздовж осі  $Z$  з'являється провал у ДН, як показано на ДС. На рис. 2.17 також показана діаграма спрямованості з характерною двошаровою круговою структурою, яка в основному створюється хвилею з круговою поляризацією.

При  $\epsilon = 36$ ,  $h=90$  мм,  $R=18$  мм, довжині щілини 20 мм ДС вже набуває вигляду ДС осьового випромінювання (рис.2.17). Однак є великі бічні пелюстки.

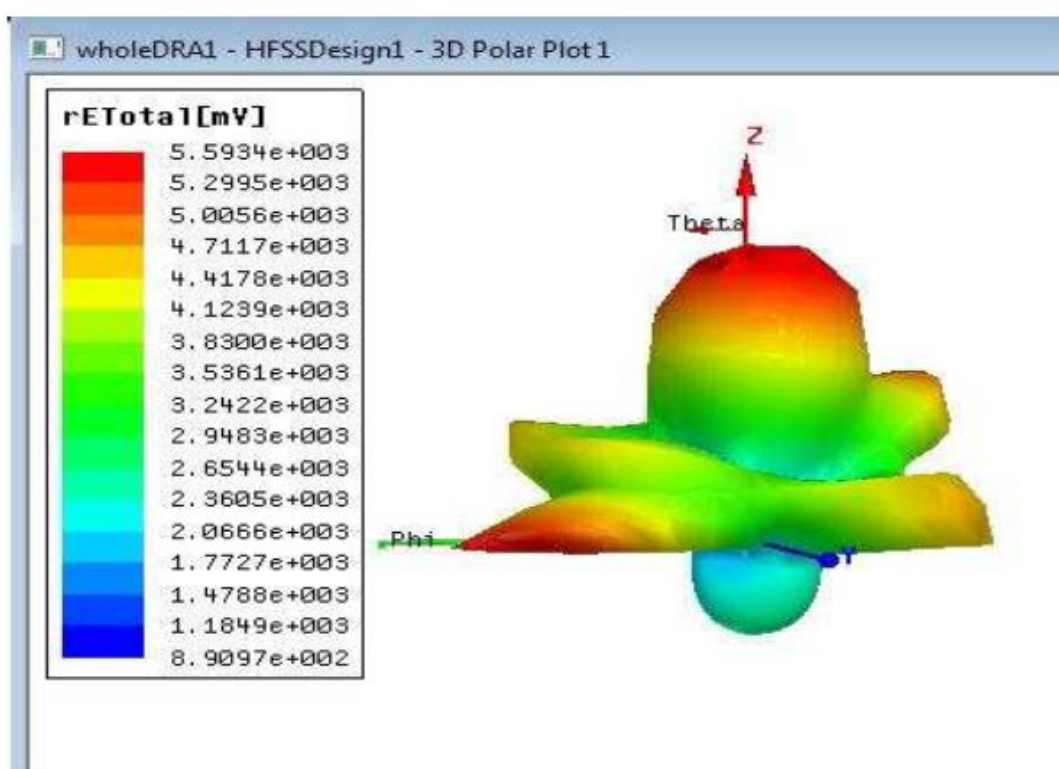


Рисунок 2.17 – Тривимірна ДС антени з  $R=18$  мм та довжиною щілини 20 мм

Як було обговорено раніше, для  $\epsilon = 4.4$  режим торцевого випромінювання не було отримано. Достатня кількість досліджень показала, що модель широко-смугової антени осьового випромінювання може бути реалізована з використанням матеріалу, що має  $\epsilon = 36$ .

Після того, як діелектрична проникність була обрана рівною 36, радіус DRA і довжина щілини варіювалися для спостереження за діаграмами спрямованості.

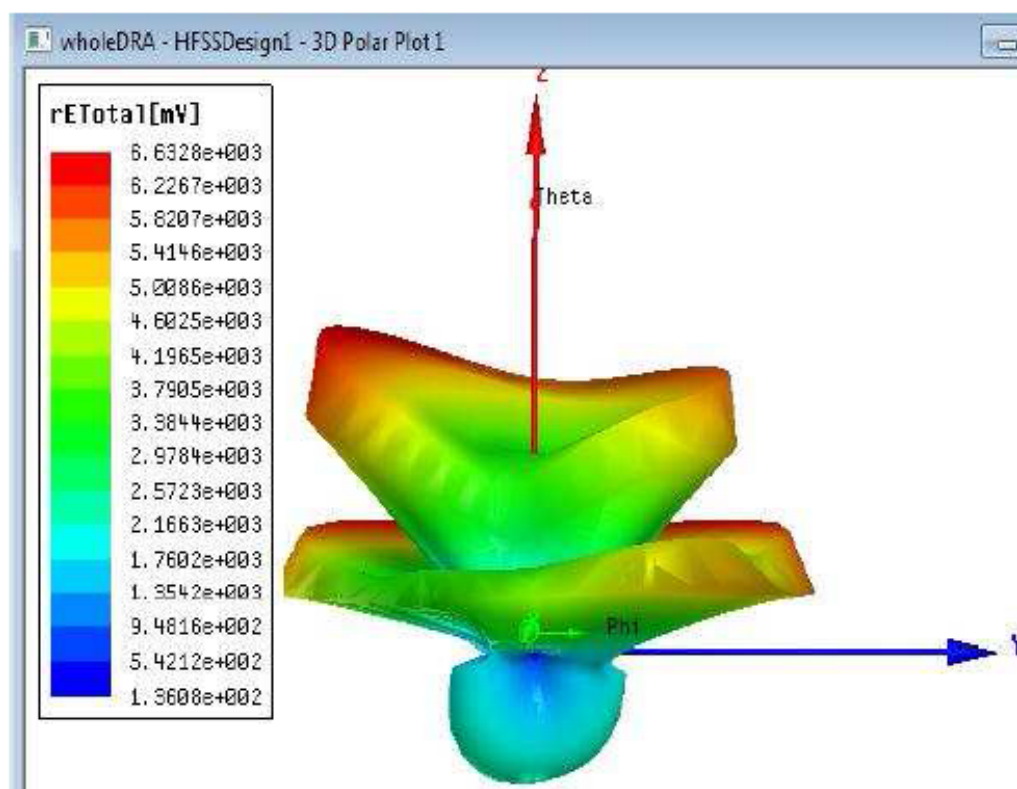


Рисунок 2.18 – ДС антени з  $R=20$  мм та довжиною щілини 25.5 мм

При  $\epsilon=36$ ,  $h=90$  мм,  $R=20$  мм, довжині щілини 25,5 мм починає з'являтися торцеве випромінювання. На рис. 2.19 також показана діаграма спрямованості з характерною двошаровою круговою структурою, яка в основному створюється хвилею з круговою поляризацією.

При  $\epsilon=36$ ,  $h=90$  мм,  $R=18$  мм, довжині щілини 20 мм ДС вже набуває вигляду ДС осьового випромінювання (рис.2.19). Однак є великі бічні пелюстки.



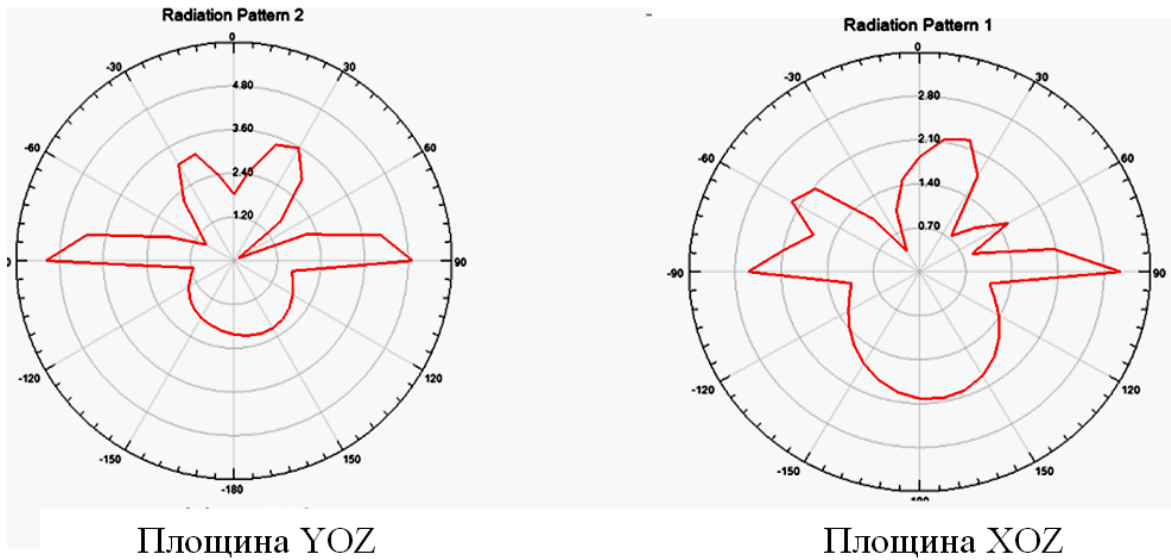


Рисунок 2.20 – ДС антени з  $R=19$  мм та довжиною щілини 2.5 мм

Коли  $R$  дорівнює 19,5 мм, режим збудження знову змінюється режим ТЕ або ТМ, аналогічно ситуації, коли  $R$  становить 18 мм, 18,5 мм і 20,2 мм.

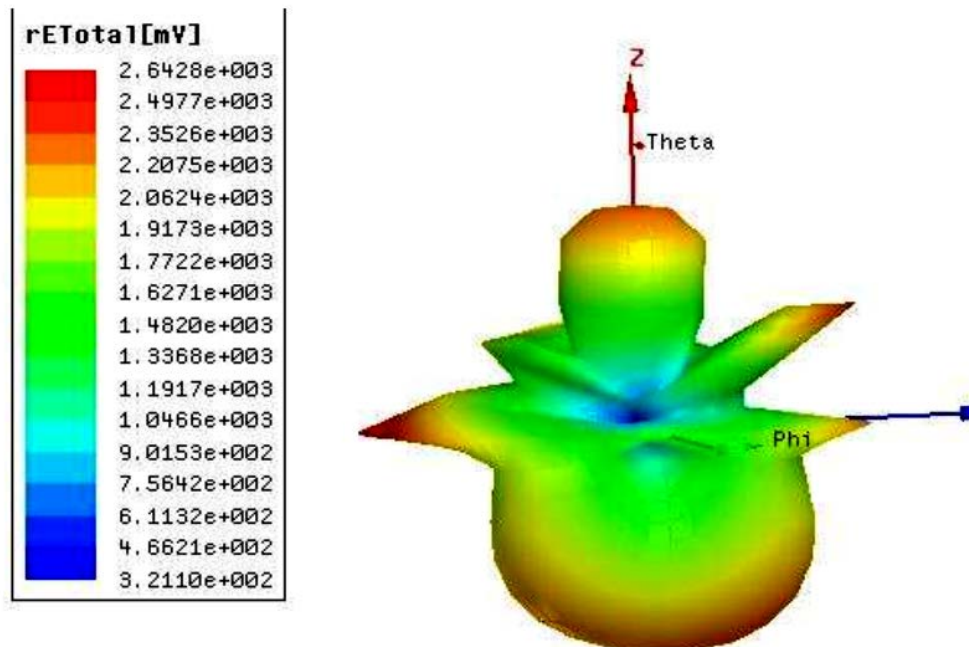


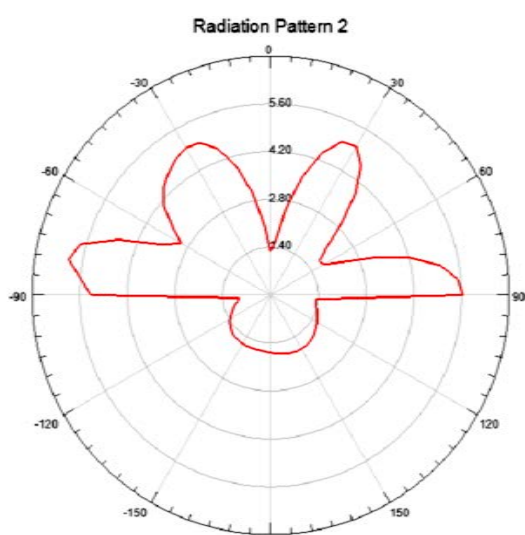
Рисунок 2.21 – ДС антени з  $R=19.5$  мм та довжиною щілини 25.5 мм

Результати моделювання, наведені вище, показують, що режим збудження дуже чутливий до радіусу ДР. Якщо відхилення складає всього 0,5 мм від 19 мм, режим збудження буде повністю змінений на інший режим. Згідно рис. 2.22, найкраще поєднання радіусу і довжини щілини становить 19 мм і 25,5 мм в порівнянні з іншими, тому подальше дослідження буде проведено саме для цих розмірів.

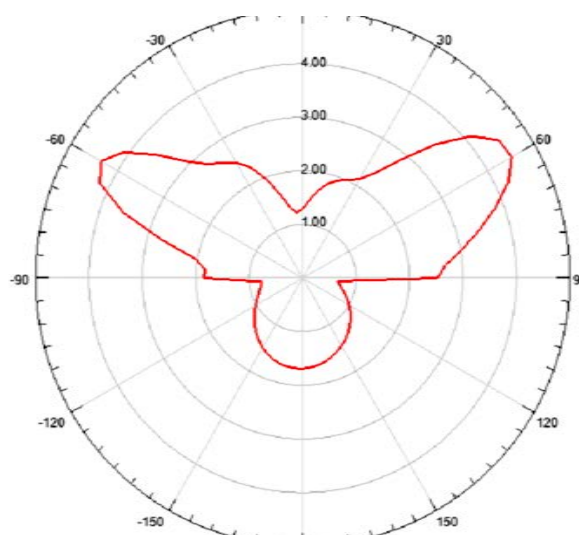
## 2.7 Дослідження впливу повітряного зазору та зміни висоти ДР

Введення повітряного зазору між ДР і землею є дуже ефективним способом збільшення пропускної спроможності та підсилення ДРА. Як зазначалося вище, коли довжина паза становить 25,5 мм, а радіус - 19 мм, створюється осьове випромінювання. Результати перевірки характеристик ДРА на основі наведеного вище висновку показані нижче.

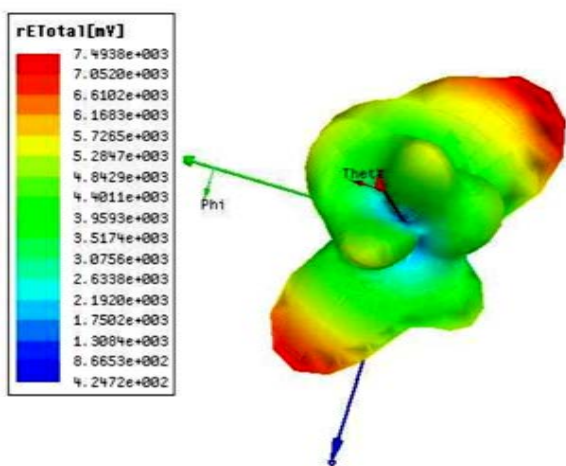
Коли  $\epsilon=36$ ,  $R=19$  мм,  $h=100$  мм, довжина паза = 25,5 мм немає повітряного зазору між заземленням і ДР.



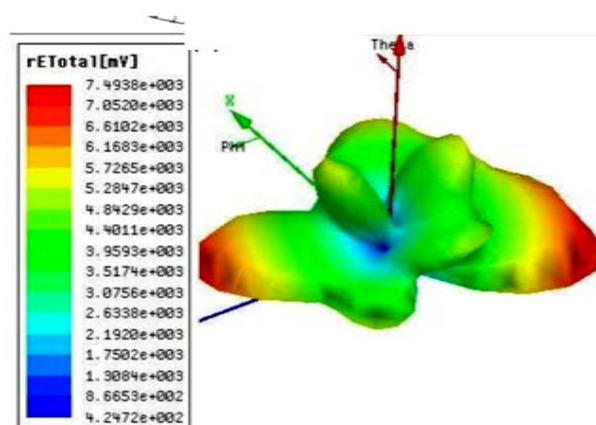
а) YOZ площина



б) XOZ площина



в) YOZ площина



г) XOZ площина

Рисунок 2.22 – Діаграми спрямованості ДРА без повітряного зазору



Рисунок 2.23 - Частотна залежність втрат на відбиття ДРА без повітряного зазору

Результати показують, що, незважаючи на те, що була створена ДН торцевого випромінювання, зворотні втрати настільки високі, що її неможливо застосувати на практиці. Тому нам необхідно було запровадити повітряний зазор для підвищення ефективності. Було проведено моделювання та повітряний за-

зор між ДР та землею який варіювався від 0 мм до 10 мм. Висота ДР фіксована та становить 100 мм. Результат показаний рисунку 2.24 .

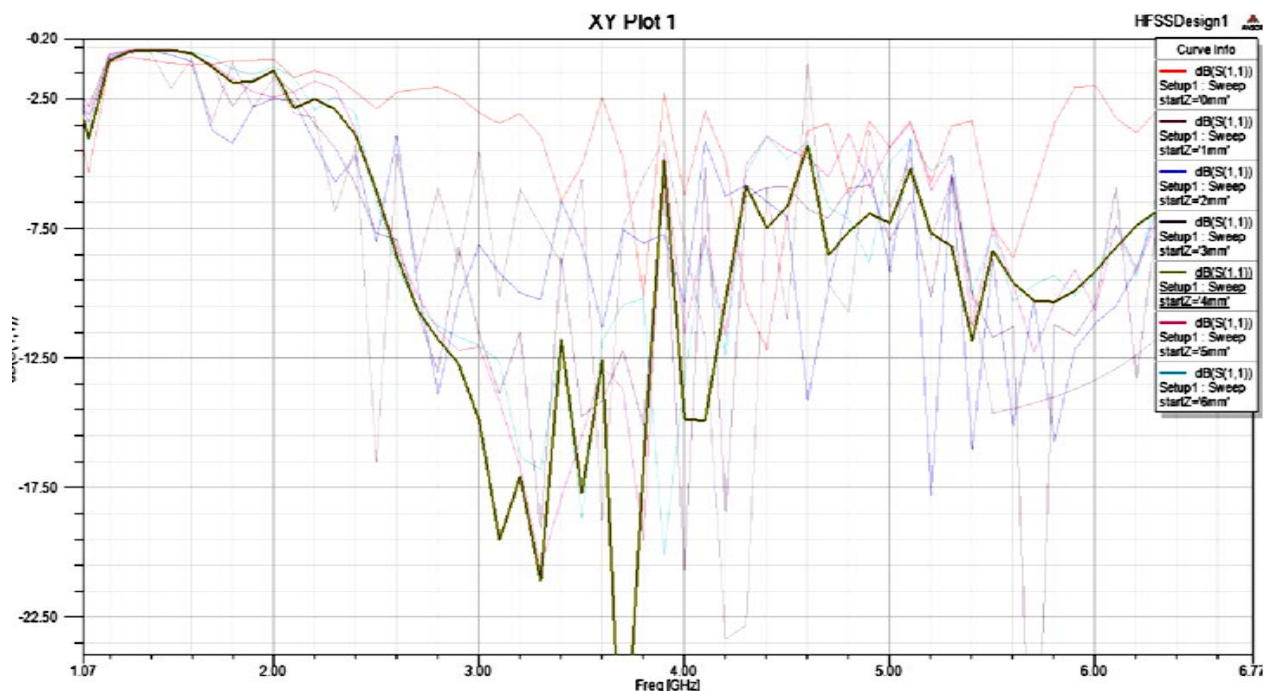


Рисунок 2.24 – Частотна залежність втрат на відбиття ДРА з повітряним зазором різної висоти

Оптимальний проміжок ( $g$ ) становить 4 мм; Смуга пропускання лежить у діапазоні від 27 до 38.5 ГГц і становить близько 38.3%. Причому центральна частота зміщується у бік 3 ГГц.

При зазорі 4 мм та зміні висоти від 90 мм до 105 мм резонансна частота зміщується від низької до високої зі збільшенням висоти. Помічено, що тоді оптимальна висота – 100 мм, резонансна частота – 4 ГГц, що дає мінімальні зворотні втрати на рівні  $-24$  дБ. Хоча інша резонансна частота з центром 5 ГГц дає набагато менші втрати на відбиття, вона не застосовна до нашої центральної частоти - 3 ГГц.

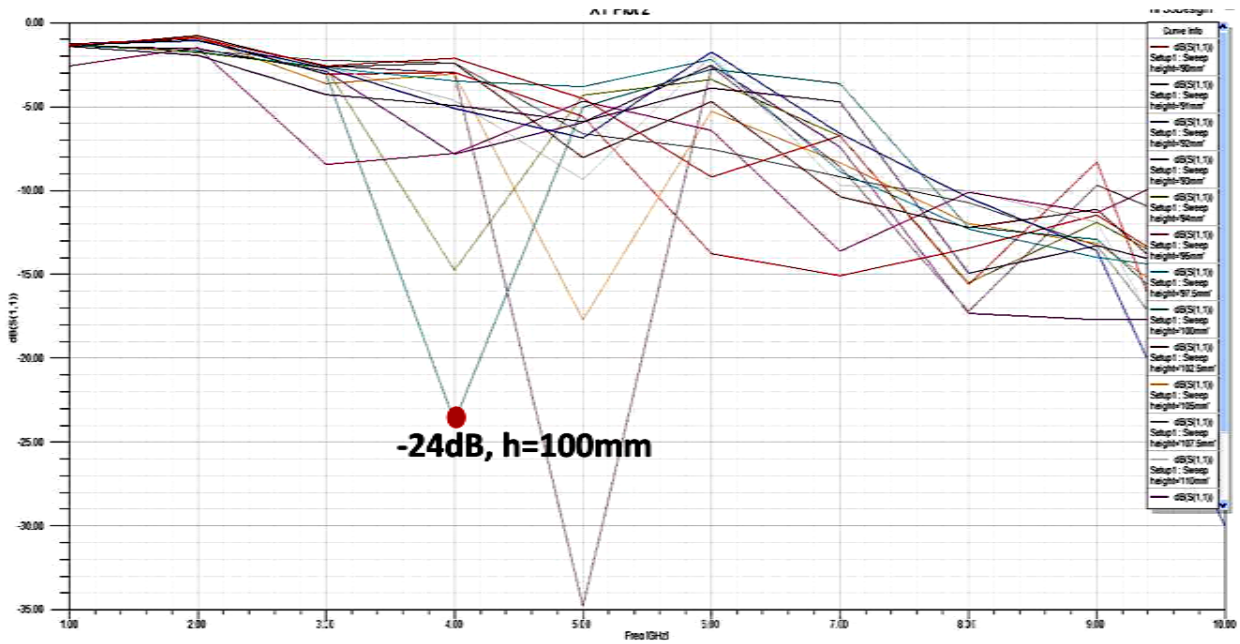


Рисунок 2.25. Частотна залежність втрат на відбиття для різних висот зазору (90–100 мм), де  $g=4$  мм

Як обговорювалося у попередньому розділі, торцеве випромінювання відсутнє, якщо висота ДР менше 90 мм. Тому висота 100 мм обрана як оптимальний варіант, і результат для цього варіанту показаний нижче.

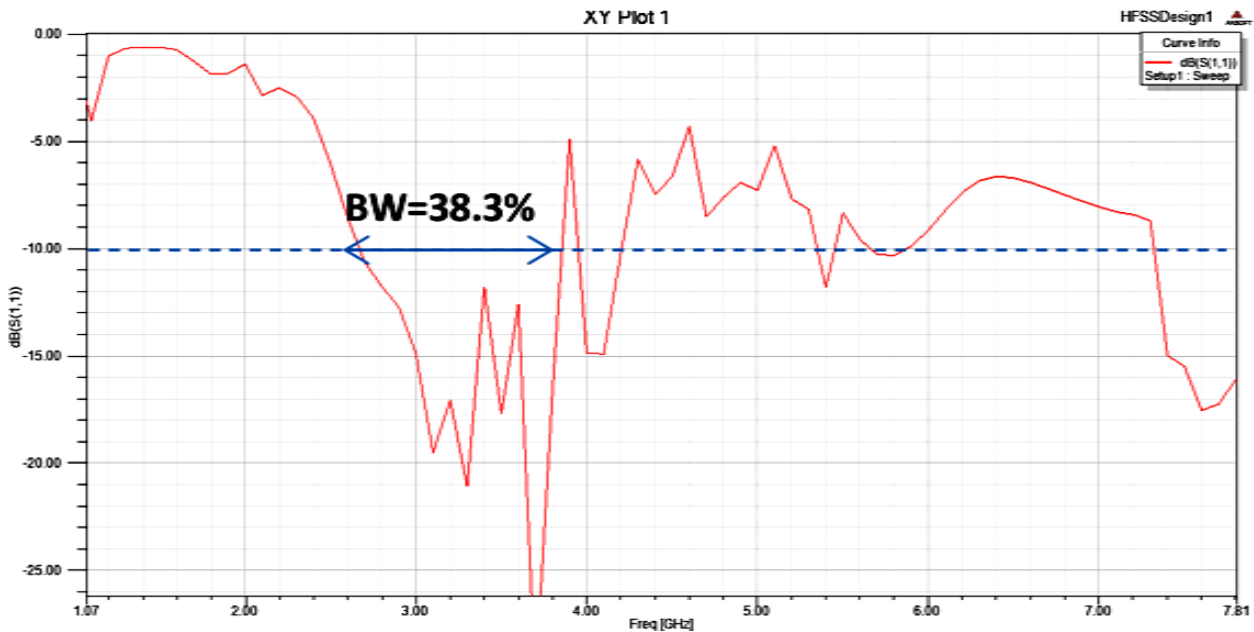


Рисунок 2.26 – Частотна залежність втрат на відбиття для ДРА з оптимальними параметрами

## 2.8 Висновок до розділу

У розділі запропоновано та досліджено конструкцію елемента збудження ДРА, що випромінює хвиль з круговою поляризацією. Елемент збудження складається з двох вузьких ортогональних щілин, прорізаних у підкладці та екрані, на якому розміщується діелектричний резонатор. Щілини збуджуються від гілок мікросмушкового Т-подібного дільника потужності. Різниця довжин плечів дільника приблизно дорівнює  $\lambda_g/4$ . Вся система живлення антени розташована на поверхні підкладки (під екраном).

В результаті моделювання в пакеті HFSS визначені геометричні розміри щілин, Т-подібного дільника потужності та відрізків мікросмушкової лінії, що утворюють його плечі, які забезпечують коефіцієнт відбиття не гірше -40 дБ і фазовий зсув на виході плечей, що дорівнює  $90^\circ$  на заданій центральній частоті.

Дослідження спрямованих властивостей (ДС) ДРА та якості її узгодження від геометричних розмірів діелектричного резонатора, величини діелектричної проникності його матеріалу, а також висоти повітряного зазору між основою резонатора і екраном показало наступне;

- 1) на форму ДС та якість узгодження найбільший вплив має висота діелектричного резонатора, а не його діаметр;
- 2) для створення ДРА малих розмірів із торцевим випромінюванням необхідно використовувати діелектрики з великою діелектричною проникністю;
- 3) для поліпшення спрямованих властивостей ДРА доцільно між резонатором і екраном створювати повітряний зазор.

## ВИСНОВКИ

У даній магістерській роботі вивчалася можливість створення ДРА як випромінювача для малогабаритних антенних решіток, призначених для систем виявлення радіозакадок.

На підставі результатів, опублікованих у пресі, була обрана ДРА у вигляді діелектричного циліндра, розташованого на металевому екрані та збуджуваного за допомогою двох вузьких щілин у підкладці та екрані, які перпендикулярні один одному. Для збудження щілин з необхідним фазовим зсувом використовувався мікросмужковий Т-подібний дільник потужності довжина бічних плеч якого вибиралася такою, щоб забезпечити фазовий зсув збудження щілин, рівний  $90^\circ$ , необхідний для отримання поля випромінювання з круговою поляризацією.

Встановлено, що, змінюючи розміри та діелектричну проникність ДР, можна змінювати режим випромінювання. Вибором розмірів збуджувальних щілин, в основному довжиною, можна регулювати ширину смуги узгодження ДРА з вхідним 50-омним трактом. Знайдено, що найбільш перспективним матеріалом для ДРА з торцевим випромінюванням, є діелектрик з великим значенням діелектричної проникності. Зокрема, ДРА з матеріалу з  $\epsilon=4.4$  не вдалося отримати прийняттого торцевого випромінювання при використовуваних розмірах діелектричного резонатора, в той час як у ДРА з матеріалу з  $\epsilon=36$  режим торцевого випромінювання реалізується в прийнятній смузі частот.

Як напрям подальших досліджень з метою поліпшення торцевого випромінювання слід розглянути ДРА з багатошарового діелектрика, а також використовуючи інші способи збудження.

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. C. A. Balanis, Antenna Theory. Analysis and Design. New York: Wiley, 1982.
2. H.T.Hui, Y.A.Ho, Edward K.N Yung, A Cylindrical DR Rod Short Helix, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest.
3. Massie, G. & Caillet, M. Antar, Y.M.M., New Polarized Hybrid Dielectric Resonator Antenna. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE ,Volume: 9 , 2010.
4. Ahmed A. Kishk & Yahia M .M . Antar, Dielectric Resonator Antenas, Antenna Engineering Handbook, 2007.
5. H. Kim and C.W. Jung, Ultra-wideband endfire directional tapered slot antenna using CPW to wide-slot transition, Electronics Letters ,Volume:46 , Issue: 17, 2010.
6. S. H. Ong, Ahmed A. Kishk, and Allen W. Glisson, Wideband Discring Dielectric Resonator Antenna, Wiley InterScience, 2002.
7. Chaudhary, R.K & Srivastava, K.V. ; Biswas, A. , An investigation on three element multilayer cylindrical dielectric resonator antenna excited by a coaxial probe for wide band applications, Applied Electromagnetics (APACE), 2010 IEEE Asia-Pacific Conference, 2010.
8. Arai. S. Kato, A. ; Minami, K. ; Nishikawa, T. A 900 MHz 90 degrees hybrid for QPSK modulator, Microwave Symposium Digest, 1991., IEEE MTT-S International, 1991.
9. Y.Cheng; W.Hong ; K.Wu ,Novel Substrate Integrated Waveguide fixed phase shifter for 180-degree Directional Coupler, Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, 2007.
10. Y.X Guo ; Y.F Ruan ; X.G. Shi, Wide-band stacked double annular-ring dielectric resonator antenna at the end-fire mode operation, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , Volume:53 , Issue: 10 , 2005.

11. A. A. Kishk, Y. Yin, and A. W. Glisson, Conical dielectric resonator antenna for wideband wireless application, *IEEE Trans Antennas Propag.*, vol. 50, no. 4, pp. 469-474, Apr. 2002.
12. S. M. Shum and K. M. Luk, Staked annular-ring dielectric resonator antenna excited by axis-symmetric coaxial probe, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.43, no. 8, pp. 406-412. 892, Aug. 1995.
13. A. Long, . W. McAllister and L. C. Shen. The Resonator Cylindrical Dielectric Cavity Antenna, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-31, pp. 406-412.
14. Sun, Y.H. ; Wen, G.J. ; Jin, H.Y. ; Wang, P. Gain enhancement for wide bandwidth endfire antenna with I-shaped resonator . *ISR structures, Electronics Letters*. Volume:49 , Issue: 12, 2013.
15. Leong, K.M.K.H. ; Cheng-Jung Lee ;High gain multi-section endfire antenna, *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE* .Volume:4.
16. Слюсар В.И. Многодиапазонные антенны мобильных средств связи.– *ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ*, 2006, № 8, с. 90-97.
17. Слюсар В.И. Антенны РИФА для мобильных средств связи: многообразие конструкций. – *ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ*, 2007, № 1, с. 64-74.
18. Collins B.C., Iellici D., Kingsley S.P. et al. A hybrid ceramic quadband antenna for handset applications. – *Proc. IEEE Circuits & Systems Symposium on Emerging Technologies, Shanghai, 2004.* p. 29-31.
19. Jones H.S., Jr. Design and Development of Dielectric Rod Antennas. – *Harry Diamond Laboratories.* – HDL-TR-1640. July 1973.
20. Zhi Ning Chen, Kazuhiro Hirasawa. On the Effect of Ground- Plane Thickness on an Aperture-Coupled Dielectric Resonator Antenna. – *International Journal of RF & Microwave CAE*. July 2000, v.10, N4, p. 272–277.

21. 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. 406–412.
20. Birand M.T., Gelsthorpe R.V. Experimental Millimetric Array Using Dielectric Resonators Fed by Means of Dielectric Waveguide.— Electronics Letters. Sept. 1981, v.17, p.633–635.
21. McAllister M., Long S.A., Conway G.L. Rectangular Dielectric Resonator Antenna. Volume 19, Issue 6, 17 March 1983, p. 218 – 219.
22. Howard S J., Jr. Conformal and Small Antenna Designs.— U.S. Army Electronics Research and Development Command. Harry Diamond Laboratories. Adelphi. – DL-TR-1952. April 1981.
23. Tam, Tsz Kai. Compact Dielectric Resonator Antennas for Wireless Communications.—A Thesis of the Requirements for the Degree of Master of Philosophy in Electrical and Electronic Engineering. The Hong Kong University of Science and Technology. Aug. 1998.
23. Фельд Я.Н., Бененсон Л.С. Антенно-фидерные устройства. Часть 2. – М.: Издание ВВИА им. Н.Е. Жуковского. 1959.
24. Karonis G.J., Kaklamani D.I., Uzunoglu N.K. Accurate Analysis of a Cylindrical Dielectric Resonator Mounted on a Grounded Dielectric Substrate. – Progress in Electromagnetics Research, 1999, p.187–219.
25. Glisson A.W., Kaifez D. and James J. Evaluation of modes in dielectric resonators using a surface integration equation formulation.— EEE Trans. Microwave Theory Tech. 1983, v.MTT-31, p. 1023–1029.
26. Kochali B. Mutual coupling effects on the directivity of phased arrays for mobile satellite reception.— Master’s Degree Project. Department of Signals, Sensors and Systems. Royal Institute of Technology in Stockholm. Dec. 2005, p. 121-125.
27. 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.230–247.

28. Kajfez D., Kishk A.A. Dielectric Resonator Antenna – Possible Candidate for Adaptive Antenna Arrays. –Proceedings VITEL 2002, International Symposium on Telecommunications, Next Generation Networks and Beyond, Portoroz, Slovenia, May 13– 14, 2002. p. 201-205.

29. 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, p.90-104.

30. Слюсар В.И. 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги.//Электроника: НТБ, 2006, № 7, с. 10-19.

31. Cheng-Shong Hong and Chih-Yu Huang. Sequentially Rotated Array of Dielectric Resonator Antennas// Proc. Natl. Sci. Council. ROC(A). 2001, v.25, N3, p.202–204.

32. Qinjiang Rao, Tayeb A. Denidni, Abdel R. Sebak. Study of Broadband Dielectric Resonator Antennas// Progress in Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou, China, Aug. p. 22 - 26.