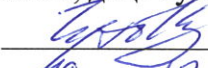


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

УДК 654.9

«Допущено до захисту»

В.о. завідувача кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях
к.т.н., доц. Чухов В.В.


«19» 12 2022 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему Дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення
сигналів бортових РЛС

за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр.ЗТРм-21-1


(дата, підпис)

Ковалик А.С.

Керівник роботи
к.т.н., доц.

12.12.2022 
(дата, підпис)

Дубина О.Ф.

Житомир
2022

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему Дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення
сигналів бортових РЛС

Виконав: студент 2 курсу,
групи ЗТРм-21-1 спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Ковалик А.С.

Керівник Дубина О.Ф.

Рецензент Нікітчук Т.М.

Житомир
2022

«Затверджено»

В.о. завідувача кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях

 В.В. Чухов

« 15 » 12 2022 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Ковалик Андрій Сергійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС від «12» 10 2022 р. № 460/с

2. Мета дослідження: дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазону хвиль для виявлення джерел радіовипромінювання.

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.

Діапазон частот: 7 ГГц – 11,2 ГГц ГГц;

коефіцієнтом підсилення - 8 дБ;

ширина діаграми спрямованості $2\theta_{0,5\text{pE}} = 60^\circ$, $2\theta_{0,5\text{pH}} = 70^\circ$.

4. Основні задачі дослідження: .

1. Провести загальну характеристику систем радіоелектронної розвідки.

2. Провести аналіз та вибір антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазону хвиль.

3. Провести дослідження геометричних розмірів та характеристик антени станції радіотехнічної розвідки.

5. Термін подання роботи до захисту грудень 2022 р.

6. Дата видачі завдання «21» 01 2022 р.

Науковий керівник

(підпис)

(підпис)

Завдання прийняв
до виконання

(прізвище, ініціали)

(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Темою дипломної роботи є дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС. Проведено класифікацію сучасних систем радіоелектронної розвідки, об'єктів та джерел радіовипромінювання. Був зроблений аналіз антен виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазонів, а саме: параболічних дзеркальних антен, рупорних антен, антен Вівальді. В результаті вибору було обґрунтовано застосування антени Вівальді для станції радіотехнічної розвідки. Було проведено дослідження геометричних розмірів та характеристик антени біжучої хвилі на основі нерегулярних щілинних ліній, розташованих на багат шаровій діелектричній підкладці. Здійснено практичне виготовлення макета даної антени та досліджено в лабораторних умовах.

Результати проведених досліджень можуть використовуватися під час проектування антенних систем станцій виявлення сигналів у сантиметровому діапазоні.

ANNOTATION

The topic of the thesis is the research of the antenna of the radio technical intelligence station for the detection of airborne radar signals. The classification of modern radio electronic intelligence systems, objects and sources of radio radiation has been carried out. An analysis of antennas for the detection of airborne radar signals of the centimeter range was made, namely: parabolic mirror antennas, horn antennas, and Vivaldi antennas. As a result of the choice, the use of the Vivaldi antenna for the radio technical intelligence station was justified. The geometric dimensions and characteristics of the traveling wave antenna based on irregular slit lines located on a multilayer dielectric substrate were studied. Practical production of the model of this antenna was carried out and investigated in laboratory conditions.

The results of the conducted research can be used during the design of antenna systems of signal detection stations in the centimeter range.

РЕФЕРАТ

Дипломна робота має на меті дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазону хвиль для виявлення джерел радіовипромінювання.

Дана дипломна робота містить: сторінок – 63, таблиць – 1, рисунків – 20.

У першому розділі проведено загальну характеристику систем радіоелектронної розвідки. Показана їх класифікація, а також аналіз об'єктів і джерел радіовипромінювання.

У другому розділі проведено аналіз сучасних антенних систем сантиметрового діапазону, які можливо застосовувати в даному діапазоні. Наведено та досліджено характеристики параболічних дзеркальних антен, рупорних антен, антен Вівальді. У результаті аналізу, у відповідності до вихідних даних було обрано антену Вівальді.

У третьому розділі проведено дослідження геометричних розмірів та характеристик антени біжучої хвилі на основі нерегулярних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці. Здійснено практичне виготовлення макета даної антени та досліджено в лабораторних умовах.

Ключові слова: радіоелектронна розвідка, антенна система, діаграма спрямованості, роздільна здатність, кут поля зору, антена Вівальді, радіолокаційна станція.

ЗМІСТ

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ	8
ВСТУП	9
1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ РОЗВІДКИ.....	11
1.1 Класифікація систем радіоелектронної розвідки.....	11
1.2 Об'єкти та джерела радіовипромінювання.....	13
1.3 Аналіз частотного діапазону 7–11,2 ГГц щодо типів бортових РЛС засобів озброєння противника	15
2. АНАЛІЗ ТА ВИБІР АНТЕНИ СТАНЦІЇ РАДІОТЕХНІЧНОЇ РОЗВІДКИ ДЛЯ ВИЯЛЕННЯ СИГНАЛІВ БОРТОВИХ РЛС САНТИМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ	18
2.1 Параболічні дзеркальні антени	19
2.2 Рупорні антени.....	20
2.3 Антена Вівальді	21
3. ДОСЛІДЖЕННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ РОЗМІРІВ ТА ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНИ СТАНЦІЇ РАДІОТЕХНІЧНОЇ РОЗВІДКИ.....	26
3.1 Дослідження геометричних розмірів та характеристик антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці	39
3.2. Дослідження геометричних розмірів та характеристик антени станції радіотехнічної розвідки	40
3.3. Практичне виготовлення та дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазону хвиль	51
ВИСНОВКИ.....	58
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	61

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

БРЕО – бортове радіоелектронне обладнання

БРЛС – бортова радіолокаційна станція

ДС – діаграма спрямованості

РЕР – радіоелектронна розвідка

КСХН – коефіцієнт стоячої хвилі за напругою

ВСТУП

Радіoeлектронна розвідка (РЕР) є найважливішою частиною державної та воєнної розвідки різних країн і являє собою основний, а в багатьох випадках, єдиний спосіб добування розвідувальної інформації. За різними оцінками засобами РЕР добувається 80–90 % первинної інформації [1].

Радіотехнічна розвідка – пасивний вид РЕР, метою якого є виявлення сигналів радіолокаційних станцій (РЛС), телеметричних та телекомандних систем, їх технічний аналіз і прив'язка (технічне розпізнавання об'єктів).

Зокрема, бортові радіолокаційні станції (БРЛС) противника встановлені на літальних апаратах майже всіх можливих класів за призначенням. Тому необхідність вибору, розрахунку та розробки антени для виявлення джерел радіовипромінювання (бортових РЛС противника) є досить актуальним завданням.

Поряд з виконанням основних функцій випромінювання і приймання радіохвиль сучасні антени виконують найважливіші функції просторової фільтрації радіоканалів, забезпечуючи пеленгацію джерел радіовипромінювання і радіолокаційних цілей.

Якість функціонування антен описується радіотехнічними, конструктивними, експлуатаційними і економічними характеристиками і параметрами. Конструктивне виконання антен і значення параметрів істотно залежать від діапазону радіохвиль, що застосовуються.

Метою роботи є дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазону хвиль для виявлення джерел радіовипромінювання.

Для досягнення мети були поставлені такі завдання:

1. Провести загальну характеристику систем радіoeлектронної розвідки.
2. Провести аналіз та вибір антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазону хвиль.

3. Провести дослідження геометричних розмірів та характеристик антени станції радіотехнічної розвідки.

Об'єктом дослідження є система радіотехнічної розвідки.

Предметом дослідження є антенні системи сантиметрового діапазону.

Практична цінність отриманих результатів полягає у проведенні розрахунків та виготовленні макету антени станції радіотехнічної розвідки, яка створює поле з лінійною поляризацією в діапазоні частот 7 ГГц – 11,2 ГГц з максимальною шириною діаграми спрямованості в вертикальній 40° і горизонтальній 45° площинах.

1 ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ РОЗВІДКИ

1.1 Класифікація систем радіоелектронної розвідки

РЕР — вид технічної розвідки. Добування розвідувальних відомостей про противника шляхом перехоплення і аналізу випромінювань його радіоелектронних засобів із застосуванням спеціальних технічних пристроїв. Як правило, термін «радіоелектронна розвідка» використовується для позначення розвідки засобів зв'язку і радіотехнічної розвідки у випадках, коли немає необхідності поділяти ці два види розвідки, або для підкреслення їх єдності. Радіоелектронна розвідка поділяється на радіорозвідку, радіотехнічну, радіолокаційну, радіотеплову (тепловізійну), теплову (інфрачервону), лазерну, телевізійну, звукову, гідроакустичну розвідки.

Радіоелектронна розвідка класифікується за кількома ознаками [1].

За цільовим призначенням і характером інформації, що добувається:

стратегічна радіоелектронна розвідка ведеться в інтересах урядових органів та вищого військового командування з метою добування всебічної інформації про розвідувані країни через випромінювання радіоелектронних засобів різних відомств і служб. Здійснюється радіотехнічними підрозділами центральних органів розвідки держави (частини і підрозділи спеціальної технічної розвідки, серед іншого на них покладається перехоплення і дешифрування каналів урядового зв'язку, зв'язку дипломатичних установ тощо) і воєнної розвідки (радіотехнічні частини і з'єднання особливого призначення, що добувають інформацію необхідну для підготовки збройних сил і ресурсів держави до війни, прийняття рішення про початок військових дій та вмілого ведення стратегічних операцій); тактична радіоелектронна розвідка притаманна воєнній розвідці і є одним з видів бойового забезпечення військ інформацією шляхом безперервного спостереження за електромагнітним випромінюванням численних військових

пристроїв та система противника різного призначення. Вона в змозі добувати важливі відомості для ведення бойових дій силами з'єднань, частин та підрозділів.

За принципами та засобам розвідки, що застосовуються:

радіорозвідка — один з найбільш поширених видів пасивної РЕР. Вона ведеться шляхом перехоплення сигналів радіозв'язку (телефонії, телеграфії та ін.). Основне завдання радіорозвідки — добування відомостей шляхом виявлення, перехоплення відкритих, кодованих передач радіостанцій, пеленгування джерел радіосигналів та визначення їх місцезнаходження, обробка та аналіз перехопленої інформації в цілях розкриття її змісту;

радіотехнічна розвідка— пасивний вид РЕР, метою якого є виявлення сигналів радіолокаційних станцій, телеметричних та телекомандних систем, їх технічний аналіз і прив'язка (технічне розпізнавання об'єктів). В деяких спецслужбах телеметрична розвідка (англ. Telemetry Intelligence, TELINT) – перехоплення сигналів телеметрії під час випробувань техніки, виділяється в окремий підвид радіотехнічної розвідки;

розвідка фізичних полів – приймання та вимірювання фізичних полів різних об'єктів, наприклад, параметрів ядерного вибуху, акустичних полів підводних човнів та інше.

Також виділяють окремі види радіоелектронної розвідки, які використовують певні технічні засоби: радіолокаційну, телевізійну, інфрачервону, лазерну та деякі інші.

За місцем базування (місцезнаходженням) засобів розвідки розрізняють наземну, морську, повітряну та космічну радіоелектронну розвідку. За своїм змістом інформація, здобута цими видами розвідки, ділиться на оперативну та технічну.

Для пошуку, виявлення, визначення місця розташування, ідентифікації та супроводу повітряних, наземних (стаціонарних і мобільних) і надводних цілей за сигналами їх бортових радіолокаційних станцій та інших радіоелектронних засобів застосовуються системи та засоби радіотехнічної розвідки.

Засоби радіотехнічної розвідки дозволяють [2, 3]:

встановити носійну частоту випромінювання радіоелектронного засобу;
виміряти параметри імпульсного сигналу (частоту повторення, тривалість та інші параметри);

визначити вид модуляції сигналу (амплітудна, частотна, фазова, імпульсна, частотно-імпульсна, фазово-імпульсна та ін.), поляризацію радіохвиль, визначити структуру діаграми спрямованості, бічних пелюсток випромінювання радіохвиль;

встановити швидкість сканування антен та метод огляду простору РЛС;

визначити напрямок на джерело або координати об'єкта випромінювання;

проаналізувати та записати (zareєструвати) отриману інформацію.

Аналіз радіовипромінювань дає можливість точно визначити призначення військових об'єктів, їх характеристики та режим функціонування. Так, реєстрація випромінювання радіолокаційних станцій дозволяє визначити їх дальність дії, чутливість та інші характеристики, що полегшує створення засобів протидії. З початком військових дій засоби РТР забезпечують їх придушення засобами радіоелектронної боротьби (РЕБ).

1.2 Об'єкти та джерела радіовипромінювання

Об'єктами радіотехнічної розвідки являються [2]:

з'єднання, частини і підрозділи ядерної зброї і органи їх управління;
стратегічна, тактична і військово-транспортна авіація, її органи управління і аеродроми базування;

з'єднання, частини і підрозділи, органи управління та оповіщення систем протиракетної оборони і протиповітряної оборони;

з'єднання, частини і підрозділи польової артилерії сухопутний військ і їх органи управління;

частини і підрозділи радіоелектронної боротьби і їх органи управління;

кораблі військово-морських сил і військово-морські бази;

ракетно-космічні випробувальні полігони;

радіонавігаційні системи.

Об'єкти радіотехнічної розвідки виявляють себе через роботу радіоелектронних засобів, які забезпечують їх функціонування. Ці радіоелектронні засоби називаються джерелами розвідувальних відомостей. Джерелами отримання розвідувальних відомостей для радіотехнічної розвідки є випромінюючі радіоелектронні засоби різного призначення, встановлені на військовій техніці, розгорнуті на пунктах управління сухопутних військ, військово-повітряних, військово-морських сил, на авіаційних базах і посадкових майданчиках, стартових і вогневих позиціях ракет і артилерії, зенітних ракетних частин і підрозділів в бойових порядках військ.

Основними джерелами розвідувальних відомостей являються:

бортові РЛС всіх класів;

РЛС, розгорнуті на аеродромах, в центрах, пунктах та на постах управління;

РЛС в районах стартових позицій ракетно-ядерної зброї для забезпечення даними про метеорологічну обстановку в період безпосередньої підготовки пуску ракет;

РЛС на позиціях дивізіонів і батарей зенітних ракетних комплексів і зенітної артилерії;

РЛС центрів і постів управління і оповіщення, радіолокаційних постів системи протиповітряної оборони;

РЛС на спеціальних літаках дальнього радіолокаційного виявлення;

радіонавігаційні системи;

системи управління вогнем і зброєю;

корабельні радіолокаційні станції та системи;

засоби радіо, радіорелейного, тропосферного та супутникового зв'язку.

Під розвідувальними даними розуміють результати спостереження за роботою джерел розвідувальної інформації.

Оброблені розвідувальні відомості з оперативно-тактичними висновками є розвідувальними даними.

Розвідувальні відомості і розвідувальні дані становлять розвідувальну інформацію. Розвідувальна інформація від джерел розвідувальних відомостей може бути отримана тільки через фізичні поля або електромагнітне, теплове або світлове випромінювання.

Радіотехнічна розвідка використовує тільки один переносник розвідувальної інформації – електромагнітне поле, тому єдиним носієм інформації є сигнал. Завдання з добування інформації вирішуються комплексом засобів з використанням різних методів її узагальнення. Засобами радіотехнічної розвідки вирішуються задачі з приймання, аналізу сигналів, розпізнаванню типу радіолокаційних станцій, пеленгацією і визначенню їх місцезнаходження.

1.3 Аналіз частотного діапазону 7–11,2 ГГц щодо типів бортових РЛС засобів озброєння противника

Необхідно провести аналіз можливих типів бортових РЛС засобів озброєння противника в діапазоні частот 7–11,2 ГГц .

Авіаційна бортова радіолокаційна станція – система бортового радіоелектронного обладнання (БРЕО), призначена для виявлення повітряних, морських і наземних об'єктів методом радіолокації, а також для визначення їх дальності, розмірності і обчислення параметрів руху (рис. 1.1) [4]. Бортові авіаційні РЛС умовно діляться на метеонавігаційних локатори, РЛС огляду земної або водної поверхні і радіолокаційні приціли (функції часто поєднуються). За спрямованістю дії – на РЛС переднього, бокового або заднього огляду. У конструкції бортових РЛС можуть застосовуватися гіростабілізуючі платформи.

До авіаційних бортових РЛС пред'являються суперечливі вимоги високих тактико-технічних характеристик за мінімальної ваги і габаритів, високої надійності в умовах перепадів тиску, температури і знакозмінних прискорень. Їх характеризує висока технічна складність, щільне компонування монтажу, висока вартість.



Рисунок 1.1 – Авіаційна бортова РЛС

Нижче (табл. 1.1) наведені приклади бортових РЛС і їх частоти.

Таблиця 1.1 – Типи бортових РЛС та їх робочі діапазони частот

Тип БРЛС	Частота	Літальний апарат, на якому встановлено
Гроза-24	9,375 ГГц	Ан-24, Ан-72(ТА)
Контур-10Ц	9,345 ГГц	Мі-8, Мі-26(БВ)
Копье-25	7,0-11,2 ГГц	Су-25(ША)
Н-011 «Барс»	7,0-11,2 ГГц	Су-27, Су-30(ВА)
Н-010 «Жук»	9,3-10,0 ГГц	Міг-29, Су-27(ВА)
Н-035 «Ірбіс»	7,0-11,2 ГГц	Су-35С(ВА)
Обзор-МС	8,6-8,7 ГГц	Ту-95МС(ДА)
Б-004	8,5-9,3 ГГц	Су-34(БА)
РПСН-3 «Эмблема»	9,3-9,4 ГГц	Іл-20М(РА)

Отже, проаналізувавши заданий частотний діапазон, бортові радіолокаційні станції противника встановлені на літальних апаратах майже всіх можливих класів за призначенням. Тому необхідність вибору, розрахунку та розробки антени для виявлення джерел радіовипромінювання (бортових РЛС противника) є досить актуальним завданням.

2 АНАЛІЗ ТА ВИБІР АНТЕНИ СТАНЦІЇ РАДІОТЕХНІЧНОЇ РОЗВІДКИ ДЛЯ ВИЯЛЕННЯ СИГНАЛІВ БОРТОВИХ РЛС САНТИМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ

Антенa — радіотехнічний пристрій для приймання і передавання електромагнітних хвиль.

Передавальна антенa перетворює електричний струм радіочастотного діапазону на електромагнітні хвилі відповідної частоти. Відповідно приймальна антенa перетворює електромагнітні хвилі на струм відповідної форми. Приймальна антенa від передавальної відрізняється лише застосуванням.

Класифікація вимірювальних антен наведена на рис. 2.1 [3].



Рисунок 2.1 — Класифікація вимірювальних антен

В даній роботі застосовується сантиметровий діапазон хвиль.

Сантиметрові хвилі — частотний діапазон електромагнітного випромінювання від 3 до 30 ГГц. Ці частоти попадають у діапазон мікрохвильового випромінення, тому радіохвилі цих частот називають мікрохвильовими. Мала довжина хвилі цих мікрохвиль дозволяє направити їх

вузькими пучками за допомогою направлених антен таких як параболічні і рупорні антени, антени типу спіраль Архімеда і використовувати їх для зв'язку типу точка-точка, передачі даних, для радарів.

Необхідно провести аналіз та вибір широкосмугової антени, з коефіцієнтом підсилення 8 дБ, шириною діаграми спрямованості в площинах Е та Н відповідно $2\theta_{0,5pE} = 60^\circ$, $2\theta_{0,5pH} = 70^\circ$.

2.1 Параболічні дзеркальні антени

Параболічна дзеркальна антена являє собою антенну систему, що складається з випромінювача і рефлектора (дзеркала), виконаного у вигляді параболічного циліндра або у вигляді параболоїда обертання (рис. 2.1).



Рисунок 2.1—Параболічна дзеркальна антена

Дія параболічного рефлектора заснована на властивостях параболи, які полягають в тому, що будь-яка точка параболи перебуває на однаковій відстані від її фокуса та від директриси і, що дотична до будь-якої точки параболи утворює рівні кути з прямою, проведеною в цю точку з фокуса, і із прямої, яка проходить через цю точку паралельно осі параболи.

У порівнянні з іншими типами антен, параболічні дзеркальні антени мають переваги, що полягають у простоті виготовлення та меншій вазі. Однак внаслідок

зворотної реакції дзеркала на випромінювач, погіршується узгодження фідера з антеною й зменшується ширина смуги частот, у якій антена працює ефективно.

Оскільки випромінювач майже неекранований, то параболічна дзеркальна антена має порівняно невисоку захисну дію (звичайно не більше 25–40 дБ), що недостатньо для застосування системи двох робочих частот на лінії.

Параболічні антени застосовуються на лініях невеликої й середньої ємності, що працюють у діапазонах дециметрових і сантиметрових хвиль. На практиці застосовуються антени з коефіцієнтом підсилення від 25 до 40 дБ [5].

З допомогою параболічної дзеркальної антени можна забезпечити необхідну ширину діаграми спрямованості для досягнення заданої точності пеленгування.

Проте за звуження ширини діаграми спрямованості (ДС), геометричні розміри антени збільшуються за незмінної частоти. Конструкція широкопasmового опромінювача дзеркала також буде ускладнена.

2.2 Рупорні антени

Рупорна антена – це антенний пристрій, який утворюється шляхом плавного розширення стінок хвилеводу в одній або в обох площинах [6]. Основні типи рупорів утворюються в результаті розширення стінок прямокутного або круглого хвилеводу. Найчастіше використовуються секторіальні, пірамідальні та конічні рупори (рис. 2.2) .

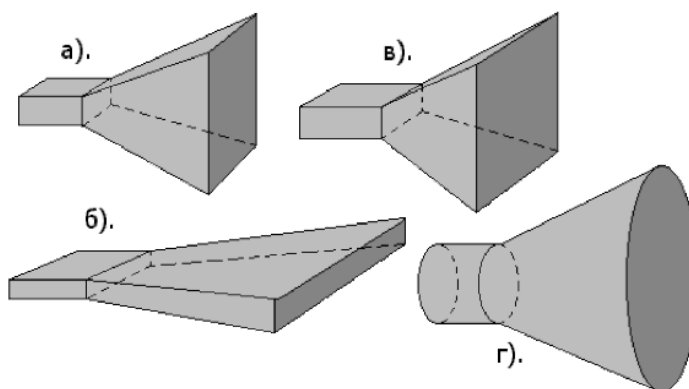


Рисунок 2.2 – Основні типи рупорів: Н-секторіальний (а);

Е-секторіальний (б); пірамідальний (в); конічний (г)

Секторіальним рупором називають такий рупор, який утворюється шляхом збільшення лише одного розміру поперечного перерізу хвилеводу, а другий розмір залишається незмінним. Розрізняють Н-секторіальний рупор (рис. 2.2, а), коли збільшується розмір хвилеводу у площині Н, та Е-секторіальний рупор (рис. 2.2, б), коли збільшується розмір хвилеводу у площині Е.

Пірамідальним рупором (рис. 2.2, в) називають такий рупор, у якого збільшуються розміри в обох площинах.

Діапазон робочих частот того чи іншого типу рупорної антени визначається діапазоном частот хвилеводу живлення. Так, наприклад, для основного типу коливань H_{10} у сантиметровому діапазоні хвиль смуга частот рупорної антени може складати 8 – 12 ГГц. Тобто, за діапазоном робочих частот даний тип антени вимогу задовільняє. Проте за зміну ширини діаграми спрямованості в смузі частот та коефіцієнтом підсилення, а звідси, геометричними розмірами, не доцільно обирати цей тип антени.

2.3 Антена Вівальді

Антенна Вівальді (рис. 2.3) – надширокосмуговий друкований випромінювач, побудований на основі розширення щілинної лінії. Робоча смуга такого випромінювача зазвичай перекриває частоти від 0,3..0,8 до 10..17 ГГц.

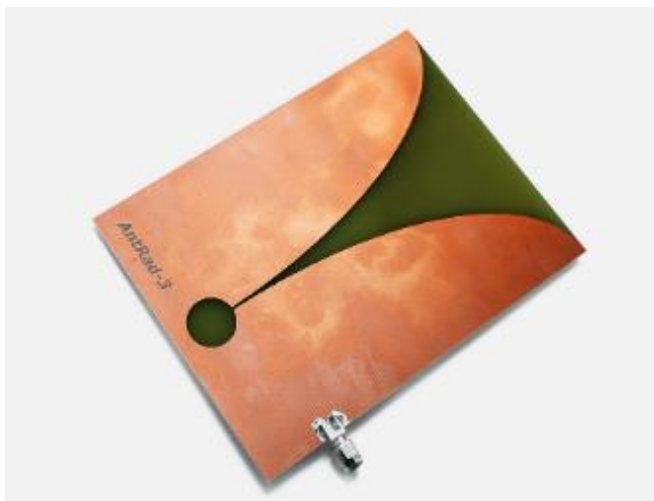


Рисунок 2.3 – Антена Вівальді

Така антена може бути виконана з фольгованих матеріалів і навіть вбудована в елементи конструкції. Смуга частот дуже широка, що спрощує проектування і реалізацію такої антени. Застосовуючи дві антени можна отримати необхідну поляризацію.

Власне антена складається тільки з конічною щілини, яку можна розглядати як двовимірний експонентний рупор. Живлення антени здійснюється за допомогою вузької бічної щілини. Протилежна відносно напрямку випромінювання сторона накоротко замкнута четвертьхвильовою ($\lambda/4$) заглушкою. Для розширення смуги частот антени ця заглушка може мати круглу форму і діаметр одну четверту довжини хвилі на центральній частоті. Лінія живлення з круговим сектором на кінці виконується на другому рівні друкованої плати. Такий сектор виконує функцію широкосмугового узгодження в смужковій технології.

Поляризація одиночного випромінювача лінійна. Лінії електричного поля паралельні матеріалу друкованої плати. Для роботи на ортогональній поляризації можуть додаватися друковані плати з групами антен, розташованими перпендикулярно. Напрямок максимуму випромінювання антени відповідає напрямку, в якому відбувається розширення конічної щілини. Завдяки великій смузі частот, такі антени підходять для надширокосмугових систем.

Антени Вівальді бувають трьох типів: плоскопаралельна або компланарна антена, в якій обидва випромінюючих елемента розташовуються на одній стороні плати. Антена може живитися з протилежного боку плати, як показано на рисунку 2.4.

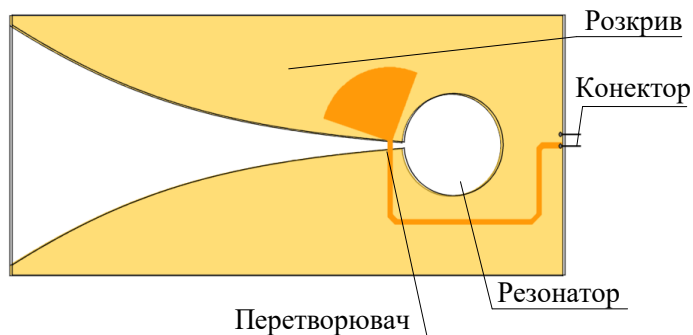


Рисунок 2.4 – Плоскопаралельна або компланарна антена

Антена антиподного типу являє собою спосіб вирішення задачі живлення компланарної антени. В даному випадку один шар надрукований зверху, а інший, звужується в протилежному напрямку, надрукований на підставі підкладки. Така антена легко підключається до коаксіальної лінії живлення. Структура її схожа з зображеною на рис. 2.5, за винятком верхнього рівня з його підкладкою.

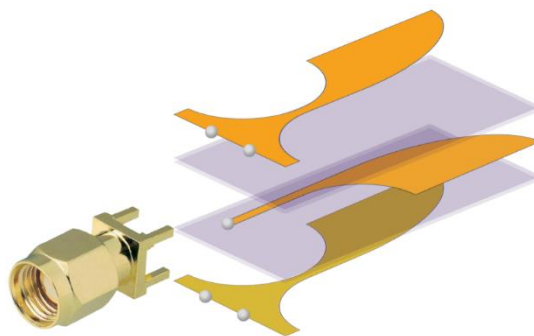


Рисунок 2.5 – Антена антиподного типу

Узгоджена антена антиподного типу складається з трьох мідних шарів. Над звичайною структурою антиподного типу додається діелектричний шар, зверху якого друкується додаткова металева пластина, така ж як і в нижній частині антени.

Антену Вівальді на основі нерегулярної симетричної щілинної лінії, розташованої на діелектричній підкладці, можна розділити на три зони, які мають визначені функції в процесі перетворення та випромінювання електромагнітного поля (рис. 2.4) [7–9]:

зона розкриву, що формується металізацією, яка виконує функцію випромінювання;

зона перетворення, в якій незбалансована смужкова, мікросмужкова чи коаксіальна лінія переходить у збалансовану щілинну лінію, що підключається до розкриву;

зона з резонатором – зона, яка знаходиться на початку щілинної лінії та призначена для узгодження електричних характеристик випромінювача та лінії живлення.

Максимальне випромінювання антени досягається шляхом узгодження розкриву з вільним простором та лінією живлення.

Для узгодження вхідного опору розкриву та хвильового опору лінії живлення 50 Ом часто застосовується чвертьхвильовий трансформатор. Узгоджувальний чвертьхвильовий трансформатор на середньгеометричній частоті смуги антени виконується як мікросмужкова лінія із зворотного боку діелектричної підкладки. Передавання енергії від кінця лінії узгодження до входу розкриву здійснюється конструктивним конденсатором. Його однією обкладинкою є площа на кінці лінії, яка розширюється (рис. 2.4), другою – верхня половина металу антени [10–13].

Конічний розкрив антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній забезпечує перетворення опору апертури антени до значення, що наближено рівне опору щілини, яка лежить в основі розкриву [8, 14, 15]. Форми щілинних розкривів антени можуть бути різні: постійної ширини, лінійний, ступінчатий, експоненціальний, Клопфестена. Кращі характеристики зазвичай забезпечує експоненціальний розкрив [14].

Принцип роботи такої антени полягає в такому: уздовж експоненціального щілинного розкриву розповсюджується біжуча хвиля, яка починає випромінювати, коли ширина щілини буде близька половині довжини хвилі.

Антенa може мати різну модифікацію для забезпечення необхідних характеристик [16–19].

Отже, із розглянутих антен доцільно обрати антену Вівальді, оскільки вона забезпечить задану смугу частот та коефіцієнт підсилення за незначних розмірів, має лінійну поляризацію.

З ДОСЛІДЖЕННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ РОЗМІРІВ ТА ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНИ СТАНЦІЇ РАДІОТЕХНІЧНОЇ РОЗВІДКИ

Побудова точних математичних моделей для антен Вівальді – антен біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на діелектричній підкладці, є досить складним завданням [17, 20].

Отримання необхідних розмірів та форм антени біжучої хвилі на основі нерегулярної симетричної щілинної лінії, розташованої на діелектричній підкладці, відповідно до конкретних вимог, здійснюють переважно методами чисельного електродинамічного моделювання, які реалізуються в програмних комплексах, призначених для розрахунку антен та надвисокочастотних (НВЧ) пристроїв, наприклад, ANSYS HFSS, EMSS FEKO, CST Studio Suite [21, 22].

На початковому етапі чисельного моделювання випромінювачів на основі щілинних ліній застосовуються наближені методи розрахунку, які полягають в тому, що випромінювач розглядається як нерегулярна лінія передачі, яка узгоджує регулярну лінію з вільним простором. Основним критерієм узгодження є мінімізація коефіцієнта відбиття на вході узгоджувального пристрою, який, у свою чергу, залежить від хвильового опору та довжини переходу. За цього досягаються відповідні частотні характеристики антени [23].

Коли зміна розкриву антени є плавною, може бути проведена його апроксимація на регулярні ділянки з їх наступним розрахунком (рис. 3.1).

Використовуючи підхід із роботи [8] для апроксимації нерегулярної структури необхідно вибирати крок збільшення ширини щілини набагато менше чверті довжини хвилі λ_0 (рис. 3.1):

$$\omega_{i+1} - \omega_i = \Delta\omega \ll \lambda_0/4, \quad (3.1)$$

де ω_i – ширина щілини i -ої ділянки направляючої структури антени, м;

λ_0 – довжина хвилі електромагнітних коливань на вході антени, м.

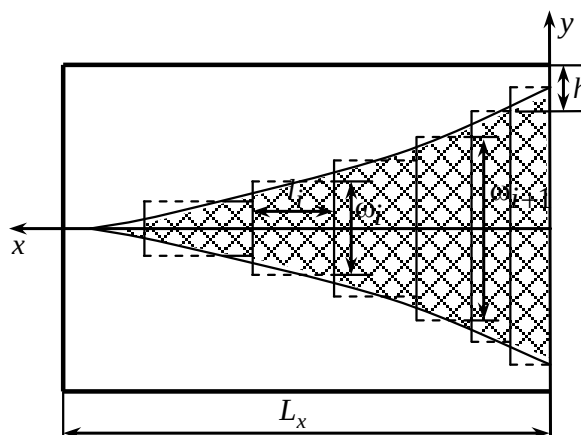


Рисунок 3.1 – Апроксимація антени біжучої хвилі на основі нерегулярної симетричної щілинної лінії, розташованої на діелектричній підкладці, регулярними ділянками

За сумарним внеском регулярних щілинних ліній, утворених шляхом розбиття експоненціального розкриву антени, знаходиться результуюче поле в дальній зоні [23].

Результати, які отримані із застосуванням наближених методів розрахунку поля випромінювання антени, достатньо добре співпадають з результатами, визначеними шляхом використання електродинамічної моделі симетричної щілинної лінії та функції Гріна для струму на провідній площині [20].

Визначення поля в дальній зоні та проведення чисельного моделювання антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці, потребує розрахунку граничних значень її геометричних розмірів та розмірів елементів живлення антени. Результуюче поле в дальній зоні можна знайти [24] за сумарним внеском регулярних щілинних ліній, утворених шляхом розбиття експоненціального розкриву антени з кроком ширини щілини (3.1). З урахуванням зазначеного вище антену біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній,

розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці можна зобразити у вигляді, наведеному на рис. 3.2.

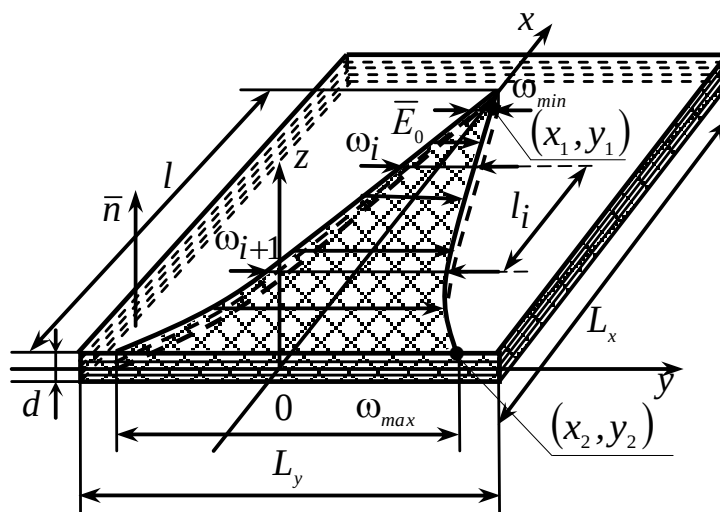


Рисунок 3.2 – Антена біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці

На рис. 3.2 позначено: ω_{min} , ω_{max} – мінімальна та максимальна ширина щілини; l – довжина щілини; ω_i , ω_{i+1} – ширина i -ї та $i+1$ -ї регулярної щілинної лінії відповідно; l_i – довжина i -ї регулярної щілинної лінії; L_y , L_x – ширина та довжина антени.

Геометричні розміри антени (рис. 3.2) можуть бути зменшені за наявності впливу діелектричної проникності багатошарової діелектричної підкладки, при чому без зміни електричних розмірів антени. Проте, для забезпечення розрахунку таких антен (рис. 3.2) необхідно у відомій методиці [24] додатково врахувати ефективну діелектричну проникність багатошарової діелектричної підкладки ϵ_{ef} .

За визначення ефективної діелектричної проникності багатошарових композитних діелектриків, які представляють собою суміші двох чи більше різних речовин, вважається, що їх окремі компоненти хімічно не взаємодіють, тобто

суміш є фізичною. Для розрахунку діелектричної проникності наповненого композиту використовують еквівалентні схеми заміщення як окремих компонентів, так і всього багатошарового діелектрика. Можливі варіанти упорядкованого розташування компонентів можуть бути представлені у вигляді їх паралельного і послідовного включення [25]. За паралельного включення площина розподілу компонентів паралельна вектору напруженості електричного поля [26]. Відповідно до еквівалентної схеми заміщення знаходиться ефективна діелектрична проникність багатошарового діелектрика [26].

Діелектрик, отриманий рівномірним механічним змішуванням двох чи більше компонентів, має діелектричну проникність, яка рівна середньозваженій за об'ємною пропорцією компонентів суміші сумі діелектричних проникностей компонентів [27]. Ефективна комплексна абсолютна діелектрична проникність суміші розраховується за наступною формулою [27]:

$$\dot{\epsilon}_{aef} = \sum_n v_n \dot{\epsilon}_{a_n} , \quad (3.2)$$

де v_n – відносні об'єми компонентів суміші;

$\dot{\epsilon}_{a_n}$ – комплексні абсолютні діелектричні проникності компонентів суміші, Ф/м.

Вираз (3.2) справедливий і за використання дійсної складової комплексної відносної діелектричної проникності [27]:

$$\epsilon_{ef} = \sum_n v_n \epsilon_{r_n} , \quad (3.3)$$

де ϵ_{r_n} – відносні діелектричні проникності компонентів суміші;

ϵ_{ef} – відносна ефективна діелектрична проникність суміші.

Оскільки на початковому етапі розрахунків ширина та довжина антени невідомі, то можна визначати наближене значення ефективної діелектричної проникності багатошарової діелектричної підкладки відповідно до наступної формули:

$$\varepsilon_{ef_n} = \sum_n d_{e_n} \varepsilon_{r_n}, \quad (3.4)$$

де d_{e_n} – відносні товщини шарів багат шарової діелектричної підкладки.

Ширина антени вибирається залежно від необхідної ширини діаграми спрямованості в Е та Н площинах з урахуванням наближеного значення відносної ефективної діелектричної проникності багат шарової діелектричної підкладки (4.3) згідно з наступними умовами [28]:

для забезпечення ширини ДС у площині Е – 70° у площині Н – 180° :

$$L_{yH} = \lambda_{\partial max} / 2, \quad (3.5)$$

для забезпечення приблизно однакових значень ширини ДС у площинах Е та Н:

$$L_{yH} = 1,5 \cdot \lambda_{\partial max}, \quad (3.6)$$

для забезпечення ширини ДС $\approx 60^\circ$ в площині Е та $\approx 70^\circ$ в площині Н:

$$L_{yH} = \lambda_{\partial max}, \quad (3.7)$$

де $\lambda_{\partial max}$ – максимальне значення робочої довжини хвилі в щілинній лінії, м.

Максимальне значення робочої довжини хвилі в щілинній лінії знаходиться за формулою [29]:

$$\lambda_{\partial max} = \lambda_{max} / \sqrt{\varepsilon_{ef_n}}, \quad (3.8)$$

де λ_{max} – максимальна робоча довжини хвилі у вільному просторі, яка розраховується за виразом [5]:

$$\lambda_{max} = c / f_{min}, \quad (3.9)$$

де c – швидкість розповсюдження електромагнітної хвилі у вакуумі, м/с;

f_{min} – мінімальна робоча частота смуги пропускання антени, Гц.

Довжина антени обирається відповідно до умови [7]:

$$L_{xH} \approx 1,5 \cdot L_{yH}. \quad (3.10)$$

Розрахунок відносної ефективної діелектричної проникності багат шарової діелектричної підкладки антени доцільно здійснювати з більшою точністю за формулою (3.2), яка враховує знайдені значення розмірів L_x , L_y у результаті використання формули (3.3).

Максимальна та мінімальна ширина щілини розраховуються за наступними формулами [8]:

$$\omega_{max} = \frac{c}{2 f_{min} \sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (3.11)$$

$$\omega_{min} = \frac{c}{2 f_{max} \sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (3.12)$$

де f_{max} – максимальна робоча частота смуги пропускання антени, Гц.

Отже, максимальна та мінімальна ширина щілини розраховуються за формулами (3.11), (3.12) з урахуванням (3.3).

Форма розкриву описується наступною формулою [20]:

$$x = C_1 e^{Ry} + C_2, \quad (3.13)$$

де C_1 , C_2 – сталі, які вибираються таким чином, щоб розкрив пройшов через точки (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , що знаходяться на його початку та кінці (рис. 3.3).

Коефіцієнти C_1 , C_2 визначаються за формулами [20]:

$$C_1 = \frac{x_2 - x_1}{e^{Ry_2} - e^{Ry_1}}, \quad (3.14)$$

$$C_2 = \frac{x_1 e^{Ry_2} - x_2 e^{Ry_1}}{e^{Ry_2} - e^{Ry_1}}, \quad (3.15)$$

де R_y – коефіцієнт розкриву щілини [20].

Коефіцієнт розкриву щілини R_y впливає на зміну хвильового опору антени – якщо він великий, то хвильовий опір змінюється стрибкоподібно від максимального до мінімального значення на вищих частотах смуги. Правильний

вибір коефіцієнта розкриву щілини приводить до необхідного значення хвильового опору антени на мінімальній частоті смуги та його зміни приблизно на номінальному рівні, що трохи вище, ніж хвильовий опір системи живлення. Наприклад, якщо $R_y = 0,08$ мм, хвильовий опір антени змінюється від 40 до 80 Ом у межах робочої смуги частот [30], тоді доцільно використовувати антену з хвильовим опором системи живлення 50 Ом.

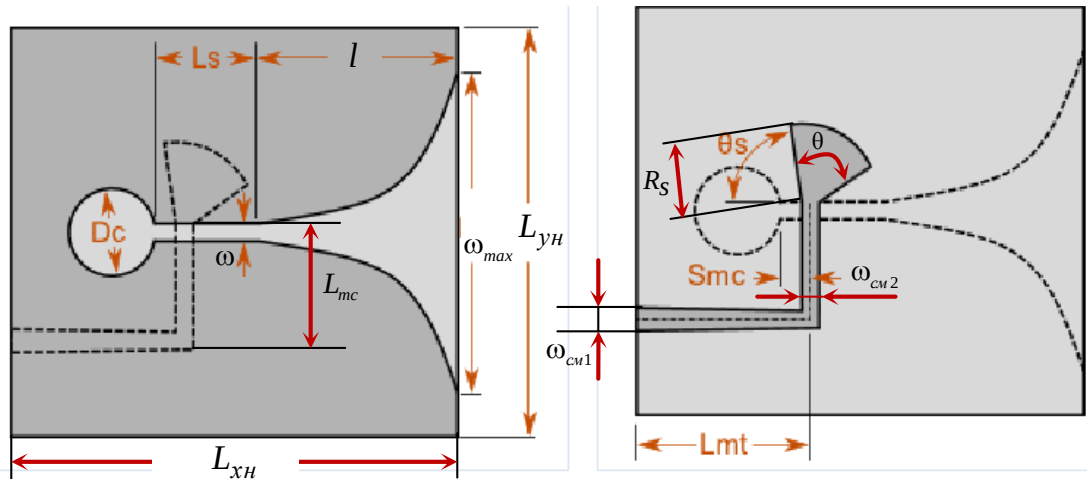


Рисунок 3.3 – Позначення геометричних розмірів антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці, та її елемента живлення

Для живлення антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці, застосовується чвертьхвильова симетрична мікросмужкова лінія, хвильовий опір якої знаходиться за формулою [31]:

$$Z_{лсм1,2} = \frac{200}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left(1 + \frac{\omega_{см1,2}}{d} \right)}, \quad (3.16)$$

де $\omega_{см}$ – ширина смужки, м;

d – товщина багатошарової діелектричної підкладки, м.

Позначення геометричних розмірів антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багат шаровій діелектричній підкладці, та її елемента живлення наведено на рис. 3.3.

Ширина смужки симетричної мікросмужкової лінії живлення ω_{cm1} (рис. 3.3) у місці підключення коаксіальної лінії живлення з хвильовим опором $Z_{\text{л}}$ розраховується з метою виконання умови $Z_{\text{л}} \approx Z_{\text{лсм1}}$ за наступною формулою:

$$\omega_{cm1,2} = d \left(\left(200 / \sqrt{\epsilon_{ef}} Z_{\text{лсм1,2}} \right) - 1 \right). \quad (3.17)$$

Також за формулою (3.17) розраховується ширина смужки в місці перетину із щілинною лінією – ω_{cm2} для виконання умови $Z_{\text{лсм2}} = [150 \dots 170 \text{ Ом}]$ [30].

Хвильовий опір щілинної лінії визначається за наступною формулою [8]:

$$\begin{aligned} Z_{\text{щл}} = & 60 + 3,69 \sin \left(\frac{\epsilon_{ef} - 2,22}{2} \cdot 18 \right) + 135,5 \ln(10\epsilon_{ef}) \sqrt{\frac{\omega}{\lambda_{\min}}} + 2,81 \times \\ & \times (1 - 0,011\epsilon_{ef}(4,48 + \ln(\epsilon_{ef}))) \left(\frac{\omega}{d} \right) \ln \left(\frac{100d}{\lambda_{\min}} \right) + 131,1(1,028 - \ln(\epsilon_{ef})) \times \\ & \times \sqrt{\frac{d}{\lambda_{\min}}} + 12,48 \left(1 + 0,18 \ln(\epsilon_{ef}) \left(\frac{\omega}{d} \right) \right) / \left(\sqrt{\epsilon_{ef} - 2,06 + 0,85 \left(\frac{\omega}{d} \right)^2} \right), \end{aligned} \quad (3.18)$$

де $\lambda_{\min}$ – мінімальна робоча довжина хвилі смуги пропускання антени, м.

Ширина симетричної щілинної лінії в основі розкриву ω (рис. 3.3) визначається шляхом підбору за формулою (3.18) таким чином, щоб забезпечити значення її хвильового опору $Z_{\text{щл}}$ у межах 150–170 Ом з урахуванням відносної ефективної діелектричної проникності багат шарової діелектричної підкладки.

Довжина чвертьхвильового трансформатора на основі симетричної мікросмужкової лінії L_{mc} (рис. 3.3) розраховується за наступною формулою [30]:

$$L_{mc} = \lambda_{\partial \min} / 4, \quad (3.19)$$

де $\lambda_{\partial \min}$ – мінімальне значення робочої довжини хвилі у щілинній лінії, м.

Мінімальне значення робочої довжини хвилі в щілинній лінії знаходиться за формулою [6]:

$$\lambda_{\partial min} = \lambda_{min} / \sqrt{\varepsilon_{ef}} , \quad (3.20)$$

де λ_{min} – мінімальна робоча довжини хвилі в вільному просторі, яка розраховується на виразом [6]:

$$\lambda_{min} = c / f_{max} . \quad (3.21)$$

Довжина симетричної мікросмушкової лінії живлення (рис. 4.3) знаходиться за виразом [30]:

$$L_{mt} = \lambda_{\partial min} / 2 . \quad (3.22)$$

Розмір резонатора щілинної лінії має значний вплив на реактивну складову опору на нижніх частотах смуги. Значний діаметр резонатора $D_c > 5$ мм (рис. 3.3) знижує мінімальну робочу частоту, проте опір різко збільшується, що призводить до збільшення коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХН) на нижніх частотах смуги [30]. Тому значення діаметру резонатора доцільно обирати $D_c \leq 5$ мм.

Значення параметрів θ_s , θ (рис. 3.3) обираються в межах $70^\circ - 90^\circ$, радіус обкладинки конструктивного конденсатора $R_s - 4-5$ мм, $l = 2 \cdot \omega_{max}$, $L_s - 1-4$ мм [30].

Маючи розміри нерегулярної симетричної щілинної лінії, проводиться її ступінчата апроксимація на регулярні щілинні лінії за умовою (1.34). Далі перевіряється збереження умови біжучої хвилі вздовж направляючої структури антени.

Зв'язок густини потоку потужності Π , яка переноситься щілиною, з електричною складовою електромагнітного поля $E_x(0)$ у лінії вздовж осі x та хвильовим опором щілинної лінії $Z_{щл}$ на заданій частоті визначається виразом [30]:

$$\Pi = |E_x(0)|^2 / Z_{щл} . \quad (3.23)$$

Для збереження умови біжучої хвилі вздовж направляючої структури антени, необхідно щоб виконувалось співвідношення [30]:

$$\sqrt{P} = |a_1^{i-1}|^2 / \sqrt{Z_{лил}^{i-1}} = |a_1^i|^2 / \sqrt{Z_{лил}^i} = |a_1^{i+1}|^2 / \sqrt{Z_{лил}^{i+1}} = const, \quad (3.24)$$

де a_1^i – амплітуди базисних функцій для i -ї ділянки антени, В/м (індекси означають номер ділянки нерегулярної щілинної лінії);

$Z_{лил}^i$ – хвильовий опір лінії i -ї ділянки антени, Ом, який визначається із співвідношення [30]:

$$\begin{aligned} Z_{лил}^i = & 60 + 3,69 \sin\left(\frac{\varepsilon_{ef} - 2,22}{2} \cdot 18\right) + 135,5 \ln(10\varepsilon_{ef}) \sqrt{\frac{\omega_i}{\lambda_0}} + \\ & + 2,81(1 - 0,011\varepsilon_{ef}(4,48 + \ln(\varepsilon_{ef}))) \left(\frac{\omega_i}{d_i}\right) \ln\left(\frac{100d_i}{\lambda_0}\right) + \\ & + 131,1(1,028 - \ln(\varepsilon_{ef})) \sqrt{\frac{d_i}{\lambda_0}} + \frac{12,48 \left(1 + 0,18 \ln(\varepsilon_{ef}) \left(\frac{\omega_i}{d_i}\right)\right)}{\sqrt{\varepsilon_{ef} - 2,06 + 0,85 \left(\frac{\omega_i}{d_i}\right)^2}}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

де d_i – змінна товщина багат шарової діелектричної підкладки в місці i -ої ділянки апроксимації щілини, м.

Отже, хвильовий опір лінії i -ї ділянки антени враховує відносну ефективну діелектричну проникність шарів підкладки ε_{ef} та її змінну товщину d_i , що відрізняє методику, яка пропонується від існуючої [30].

Як показано в [30], поперечна компонента напруженості електричного поля для i -ї регулярної ділянки антени (рис. 4.2) визначається наступними виразами [30]:

$$E_x^i(x', y') = e^{(jk_x^i z')} \left(\frac{2\sqrt{Z_{\text{липл}}^i}}{\pi\omega_i} \right) \sum_{n=1}^{M_x^i} \frac{a_n^i T_{2(n-1)}\left(\frac{2x'}{\omega_i}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{2x'}{\omega_i}\right)^2}} \equiv e^{(jk_x^i z')} E_a^i(x'), \quad (3.26)$$

$$E_a^i(x') = \left(\frac{2\sqrt{Z_{\text{липл}}^i}}{\pi\omega_i} \right) \sum_{n=1}^{M_x^i} \frac{a_n^i T_{2(n-1)}\left(\frac{2x'}{\omega_i}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{2x'}{\omega_i}\right)^2}}, \quad (3.27)$$

де x', y' – поточні координати, м;

k_x^i – компонента хвильового вектора вздовж осі x на i -й ділянці, рад/м;

T_n – поліном Чебишева порядку n ;

M_x^i – кількість гармонік поля для i -ї регулярної ділянки антени.

Компонента хвильового вектора вздовж осі x на i -й ділянці розраховується за наступною формулою [30]:

$$k_x^i = 2\pi/\lambda'_i, \quad (3.28)$$

де λ'_i – довжина хвилі в межах регулярної ділянки антени, м.

Значення довжини хвилі в межах регулярної ділянки антени визначається в такий спосіб [30]:

$$\lambda'_i = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} . \quad (3.29)$$

Для розрахунку поля за формулою (3.26) необхідно виразити всі коефіцієнти a_n^i через a_1^i . За цього вважається, що $a_1^i = 1$, оскільки в такому випадку має місце задача пошуку власних значень, а не задача про збудження поля [30].

Розрахункові формули для знаходження напруженості електричної складової електромагнітного поля в даному випадку будуть мати такий вигляд [30]:

у площині E :

$$E_{\theta}^i(\theta) = E_a^i(k_0 \omega_i \cos \theta) \sqrt{\frac{2}{\sin \theta}} \left[e^{-jk_0 L c^i} \left\{ \frac{F^*(u_h^i) - F^*(u_1^i)}{\sqrt{c^i - \sin \theta}} \right\} + \right. \\ \left. + \Gamma e^{-jk_0 L c^i} \left\{ \frac{F^*(u_h^{-i}) - F^*(u_1^{-i})}{\sqrt{c^i + \sin \theta}} \right\} \right], \quad (3.30)$$

у площині Н:

$$E_{\theta}^i(\varphi) = E_a^i(0) \left[\frac{e^{-jk_0 L c^i}}{c^i + \cos \varphi} \left\{ \sin \varphi \left[F(p_h^i) e^{jv_h^i} - F(p_1^i) e^{jv_1^i} \right] + \sin(\varphi/2) \sqrt{2(c^i - 1)} \times \right. \right. \\ \left. \times \left[F(q_h^i) - F(q_1^i) \right] \right\} - \Gamma \frac{e^{jk_0 L c^i}}{c^i - \cos \varphi} \left\{ \sin \varphi \left[F(p_h^i) e^{jv_h^{-i}} - F(p_1^i) e^{jv_1^{-i}} \right] - \right. \\ \left. \left. - \sin(\varphi/2) \sqrt{2(c^i + 1)} \left[F(q_h^{-i}) - F(q_1^{-i}) \right] \right\} \right], \quad (3.31)$$

де Γ – гамма функція;

$F(v)$ – інтеграл Френеля, який визначається таким співвідношенням [30]:

$$F(v) = \int_0^v \frac{e^{-jt}}{\sqrt{2\pi t}} dt. \quad (3.32)$$

Перший множник в (4.29) та (4.30) знаходиться за виразом [138]

$$E_a^i(v) = \sqrt{Z_{\pi}^i} J_0(v), \quad (3.33)$$

де $J_0(v)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Інші компоненти, що входять у вирази (3.30) та (3.31), визначаються наступним чином [30, 32]:

$$c^i = \lambda_0 / \lambda_i', \quad (3.34)$$

$$k_0 = 2\pi / \lambda_0, \quad (3.35)$$

$$u_a^i = k_0 x_a^i (c^i - \sin \theta), \quad (3.36)$$

$$u_a^{-i} = k_0 x_a^i (c^i + \sin \theta), \quad (3.37)$$

$$q_a^i = k_0 x_a^i (c^i - 1), \quad (3.38)$$

$$q_a^{-i} = k_0 x_a^i (c^i + 1), \quad (3.39)$$

$$p_a^i = k_0 x_a^i (1 + \cos \varphi), \quad (3.40)$$

де a – індекс, який приймає значення h або l (рис. 3.1);

x_1^i та x_h^i – координати нижньої та верхньої границь i -ї ділянки, м.

Результуюче поле в дальній зоні буде визначатись сумарним вкладом кожної регулярної ділянки [8]:

$$E(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N E_{\theta, \varphi}^i(\theta, \varphi), \quad (3.41)$$

де $E_{\theta, \varphi}^i(\theta, \varphi)$ – вклад i -ї регулярної ділянки направляючої структури антени в поле дальньої зони, В/м.

Оскільки антена має у складі дві ідентичні однаково орієнтовані нерегулярні симетричні щілинні лінії, розташовані на багатошаровій діелектричній підкладці, то її можна розглядати як лінійну прямофазну антенну решітку [5]. За розрахунку результуючого поля в дальній зоні необхідно врахувати фазовий множник системи, який визначається за виразом [5]:

$$\psi(\theta) = \sum_{i=0}^{I-1} \left(-j \frac{1}{2} e^{jk_{\theta} d_i \sin \theta} \right), \quad (3.42)$$

де k_{θ} – хвильове число ($k_{\theta} = 2\pi/\lambda_{\theta}$), рад/м;

θ – кут від нормалі до осі антенної системи, град.

Результуюче поле в дальній зоні антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці, розраховується з урахуванням фазового множника системи (3.42) і, на відміну від відомої методики [5], цей розрахунок слід виконувати за такою формулою:

$$E_p(\theta, \varphi) = \sum_{j=1}^2 E_j(\theta, \varphi) \cdot \psi(\theta), \quad (3.43)$$

де $E_j(\theta, \varphi)$ – результуюче поле в дальній зоні від j -ї нерегулярної симетричної щілинної лінії (верхньої та нижньої відносно багат шарової діелектричної підкладки).

3.1 Дослідження геометричних розмірів та характеристик антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багат шаровій діелектричній підкладці

1. Розрахунок ефективної діелектричної проникності багат шарової діелектричної підкладки ϵ_{efn} за формулою (3.4).
2. Визначення ширини L_{yn} та довжини L_{xn} антени залежно від необхідної ширини діаграми спрямованості в площинах Е та Н з урахуванням значення ефективної діелектричної проникності багат шарової діелектричної підкладки, згідно з умовами (3.5)–(3.7), (3.10).
4. Знаходження максимальної та мінімальної ширини щілини за формулами (3.11) та (3.12) з урахуванням ефективної діелектричної проникності багат шарової діелектричної підкладки.
5. Розрахунок форми експоненціального розкриву антени за формулою (3.13) з урахуванням (3.14) та (3.15) та вибраного значення коефіцієнта розкриву щілини R_y .
6. Розрахунок ширини смужки симетричної мікросмужкової лінії живлення ω_{cm1} у місці підключення коаксіальної лінії живлення з хвильовим опором Z_l із метою виконання умови $Z_l \approx Z_{lcm1}$, а також розрахунок ширини смужки в місці перетину із щілинною лінією – ω_{cm2} для виконання умови щодо $Z_{lcm1} \approx Z_{lcm2}$ за формулою (3.17).

7. Розрахунок ширини симетричної щілинної лінії в основі розкриву ω за формулою (3.18) таким чином, щоб забезпечити необхідне значення її хвильового опору $Z_{\text{щ.л}}$.

8. Знаходження довжини чвертьхвильового трансформатора на основі симетричної мікросмужкової лінії $L_{\text{мс}}$ за формулою (3.19) з урахуванням (3.20), (3.21), довжини симетричної мікросмужкової лінії живлення L_{mt} за виразом (3.22), а також довжини щілини $l = 2 \cdot \omega_{\text{max}}$.

9. Вибір параметрів антени: діаметру резонатора D_c ; радіусу обкладинки конструктивного конденсатора R_s ; параметрів θ_s , θ ; L_s .

10. Проведення ступінчатої апроксимації розкриву антени на регулярні щілинні лінії за умовою (3.1), перевірка збереження умови біжучої хвилі (3.24) уздовж розкриву з урахуванням змінної товщини діелектричної підкладки в місці i -ої ділянки апроксимації щілини (3.25).

11. Розрахунок поперечної компоненти напруженості електричного поля для i -ї регулярної ділянки антени за виразом (3.26) з урахуванням (3.27)–(3.29) та вигнутості антени.

12. Розрахунок напруженості електричної складової електромагнітного поля у площині Е за формулою (3.30) та в площині Н за формулою (3.31) з урахуванням (3.32)–(3.40) та вигнутості антени для всіх регулярних щілинних ліній, які утворюють антену після ступінчатої апроксимації її розкриву.

13. Визначення результуючого поля в дальній зоні за сумарним вкладом кожної регулярної ділянки відповідно до формули (3.41).

14. Розрахунок результуючої ДС антени з урахуванням фазового множника системи (3.42) за формулою (3.43).

3.2. Розрахунок геометричних розмірів та характеристик антени станції радіотехнічної розвідки

Початковими даними для розробки антени є: діапазон робочих частот 7–11,2 ГГц; ширина діаграми спрямованості $2\theta_{0,5pE}^{\circ} = 40^{\circ}$, $2\theta_{0,5pH}^{\circ} = 45^{\circ}$; відносна

діелектрична проникність діелектричної підкладки $\varepsilon = 2,7$; товщина діелектричної підкладки $d = 2 \text{ мм}$.

Антенна Вівальді представляє з себе дві металеві пластини, які утворюють розкриття та нанесені на діелектричну підкладку (рис. 3.4).

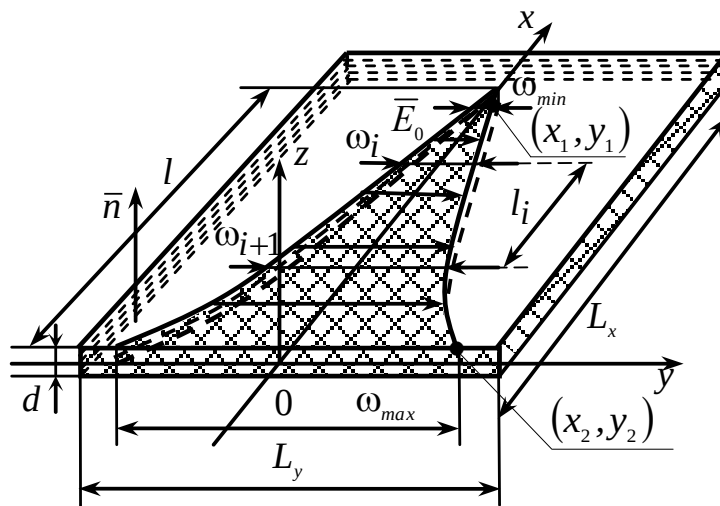


Рисунок 3.4 – Антена Вівальді

Визначається ширина L_{yh} та довжина L_{xh} антени (рис. 3.4) залежно від необхідної ширини діаграми спрямованості в площинах Е та Н з урахуванням значення діелектричної проникності діелектричної підкладки, згідно з умови:

для забезпечення ширини ДС 45° в площині Е та 50° в площині Н:

$$L_{yh} = \lambda_{\partial \max}, \quad (4.1)$$

де $\lambda_{\partial \max}$ – максимальне значення робочої довжини хвилі в щілинній лінії, м.

Максимальне значення робочої довжини хвилі в щілинній лінії знаходиться за формулою:

$$\lambda_{\partial \max} = \lambda_{\max} / \sqrt{\varepsilon}, \quad (4.2)$$

де $\lambda_{\max}$ – максимальна робоча довжини хвилі у вільному просторі, яка розраховується за виразом:

$$\lambda_{\max} = c / f_{\min}, \quad (4.3)$$

де c – швидкість розповсюдження електромагнітної хвилі у вакуумі, м/с;

f_{min} – мінімальна робоча частота смуги пропускання антени, Гц,

$$\lambda_{max} = 3 \cdot 10^8 / 7 \cdot 10^9 = 0,042 \text{ м},$$

$$\lambda_{\partial max} = 0,042 / \sqrt{2,7} = 0,025 \text{ м}.$$

Значення ширини антени L_{yh} для забезпечення необхідної спрямованості розраховується за формулою:

$$L_{yh} = 0,025 \text{ м}.$$

Довжина антени обирається відповідно до умови:

$$L_{xh} \approx 1,5 \cdot L_{yh}, \quad (4.4)$$

$$L_{xh} \approx 1,5 \cdot 0,025 = 0,0375 \text{ м}.$$

Знаходиться максимальна та мінімальна ширина щілини з урахуванням діелектричної проникності діелектричної підкладки за формулами:

$$\omega_{max} = \frac{c}{2 f_{min} \sqrt{\varepsilon}}, \quad (4.5)$$

$$\omega_{min} = \frac{c}{2 f_{max} \sqrt{\varepsilon}}. \quad (4.6)$$

де f_{max} – максимальна робоча частота смуги пропускання антени, Гц.

Значення максимальної та мінімальної ширини щілини розраховуються за формулами:

$$\omega_{min} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 11,2 \cdot 10^9 \sqrt{2,7}} = 0,0081 \text{ м},$$

$$\omega_{max} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 7 \cdot 10^9 \sqrt{2,7}} = 0,013 \text{ м}.$$

Розраховується ширина смужки симетричної мікросмужкової лінії живлення ω_{cm1} (рис. 3.3) у місці підключення коаксіальної лінії живлення з хвильовим опором Z_{λ} із метою виконання умови $Z_{\lambda} \approx Z_{\lambda cm1}$, а також розрахунок

ширини смужки в місці перетину із щілинною лінією – $\omega_{см2}$ для виконання умови щодо $Z_{лсм1} \approx Z_{лсм2}$ за наступними формулами.

Ширина смужки симетричної мікросмужкової лінії живлення $\omega_{см1}$ (рис. 3.3) у місці підключення коаксіальної лінії живлення з хвильовим опором $Z_{л}$ розраховується з метою виконання умови $Z_{л} \approx Z_{лсм1}$ за наступною формулою (3.17)

$$\omega_{см1} = 2 \left(\left(200 / \sqrt{2,7 \cdot 50} \right) - 1 \right) = 3,869 \text{ мм}.$$

Також за формулою (12) розраховується ширина смужки в місці перетину із щілинною лінією – $\omega_{см2}$ для виконання умови $Z_{лсм2} = [150 \dots 170 \text{ Ом}]$:

$$\omega_{см2} = 2 \left(\left(200 / \sqrt{2,7 \cdot 160} \right) - 1 \right) = 0,521 \text{ мм},$$

Розраховується ширина симетричної щілинної лінії в основі розкриву ω таким чином, щоб забезпечити необхідне значення її хвильового опору $Z_{лицл}$.

Ширина симетричної щілинної лінії в основі розкриву ω (рис. 3.3) визначається шляхом підбору за формулою (3.18) таким чином, щоб забезпечити значення її хвильового опору $Z_{лицл}$ у межах 150–170 Ом з урахуванням відносної діелектричної проникності діелектричної підкладки.

Отже, $Z_{лицл} = 163,4 \text{ Ом}$ коли $\omega = 2 \text{ мм}$, оскільки

$$\begin{aligned} 160,2 \text{ Ом} = & 60 + 3,69 \sin \left(\frac{2,7 - 2,22}{2} \cdot 18 \right) + 135,5 \ln(10 \cdot 2,7) \sqrt{\frac{1,85}{26,7}} + 2,81 \times \\ & \times (1 - 0,011 \cdot 2,7(4,48 + \ln(2,7))) \left(\frac{1,8}{2} \right) \ln \left(\frac{100 \cdot 2}{26,7} \right) + 131,1(1,028 - \ln(2,7)) \times \\ & \times \sqrt{\frac{2}{26,7}} + 12,48 \left(1 + 0,18 \ln(2,7) \left(\frac{1,8}{2} \right) \right) / \left(\sqrt{2,7 - 2,06 + 0,85 \left(\frac{1,8}{2} \right)^2} \right). \end{aligned}$$

Знаходиться довжина чвертьхвильового трансформатора на основі симетричної мікросмужкової лінії $L_{мс}$, довжини симетричної мікросмужкової лінії живлення L_{mt} , а також довжини щілини $l = 2 \cdot \omega_{max}$.

Довжина чвертьхвильового трансформатора на основі симетричної мікросмушкової лінії L_{mc} (рис. 3.3) розраховується за формулою (3.19)–(3.22).

Отже,

$$\lambda_{min} = 3 \cdot 10^8 / 11,2 \cdot 10^9 = 2,67 \text{ см}, \quad \lambda_{\partial min} = 2,67 / \sqrt{2,7} = 1,628 \text{ см},$$

$$L_{mc} = 1,628 / 4 = 0,407 \text{ см}, \quad L_{mt} = 0,407 / 2 = 0,2035 \text{ см}, \quad l = 2 \cdot 0,013 = 0,026 \text{ м} = 2,6 \text{ см}.$$

Вибираються параметри антени: діаметру резонатора D_c ; радіусу обкладинки конструктивного конденсатора R_s ; параметрів θ_s , θ ; L_s .

Розмір резонатора щілинної лінії має значний вплив на реактивну складову опору на нижніх частотах смуги. Значний діаметр резонатора $D_c > 5$ мм (рис. 3.3) знижує мінімальну робочу частоту, проте опір різко збільшується, що призводить до збільшення КСХН на нижніх частотах смуги. Тому значення діаметру резонатора доцільно обирати $D_c \leq 5$ мм.

Значення параметрів θ_s , θ (рис. 2) обираються в межах $70^\circ - 90^\circ$, радіус обкладинки конструктивного конденсатора $R_s - 4-5$ мм, $L_s - 1-4$ мм.

Діаметр резонатора щілинної лінії вибирається $D_c = 5$ мм із метою забезпечення кращого узгодження розкриття антени з лінією живлення.

Відповідно до рекомендованих меж, обрані значення наступних параметрів: $\theta_s = 80^\circ$, $\theta = 70^\circ$, $R_s = 5$ мм та $L_s = 2$ мм.

Отже, ширина антени визначає мінімальну частоту смуги [33]. Довжина впливає на коефіцієнт підсилення на середній та максимальній частотах смуги [34]. Розмір та форма резонатора впливають на узгодження на нижніх частотах смуги [34]. Конструкція симетричної мікросмушкової лінії живлення обирається так, щоб узгодити її з антеною та коаксіальною лінією живлення.

Результати проведеного розрахунку граничних значень геометричних розмірів антени та її елемента живлення, представлені на рис. 3.5.

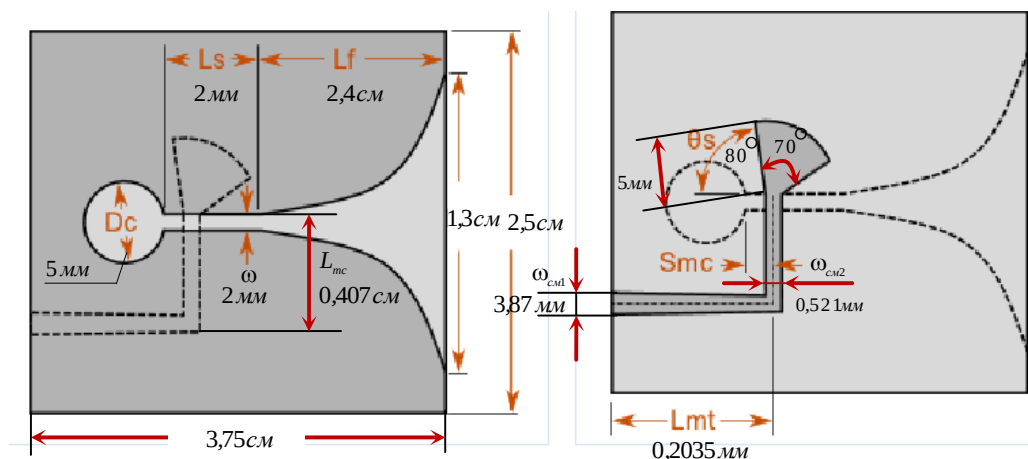


Рисунок 3.5 – Значення геометричних розмірів антени, отриманих у результаті розрахунку

Розраховується форма експоненціального розкриву антени за формулами (3.13)–(3.15) та вибір значення коефіцієнта розкриву щілини R_y .

Коефіцієнт розкриву щілини R_y впливає на зміну хвильового опору антени – якщо він великий, то хвильовий опір змінюється стрибкоподібно від максимального до мінімального значення на вищих частотах смуги. Правильний вибір коефіцієнта розкриву щілини приводить до необхідного значення хвильового опору антени на мінімальній частоті смуги та його зміни приблизно на номінальному рівні, що трохи вище, ніж хвильовий опір системи живлення. Наприклад, якщо $R_y = 0,08$ мм, хвильовий опір антени змінюється від 40 до 80 Ом у межах робочої смуги частот, тоді доцільно використовувати антену з хвильовим опором системи живлення 50 Ом.

Відповідно до результатів розрахунку геометричних розмірів антени Вівальді (рис. 3.5) знаходяться координати точок на початку та в кінці розкриву та в програмному середовищі Mathcad розраховується форма експоненціального розкриву (рис. 3.6).

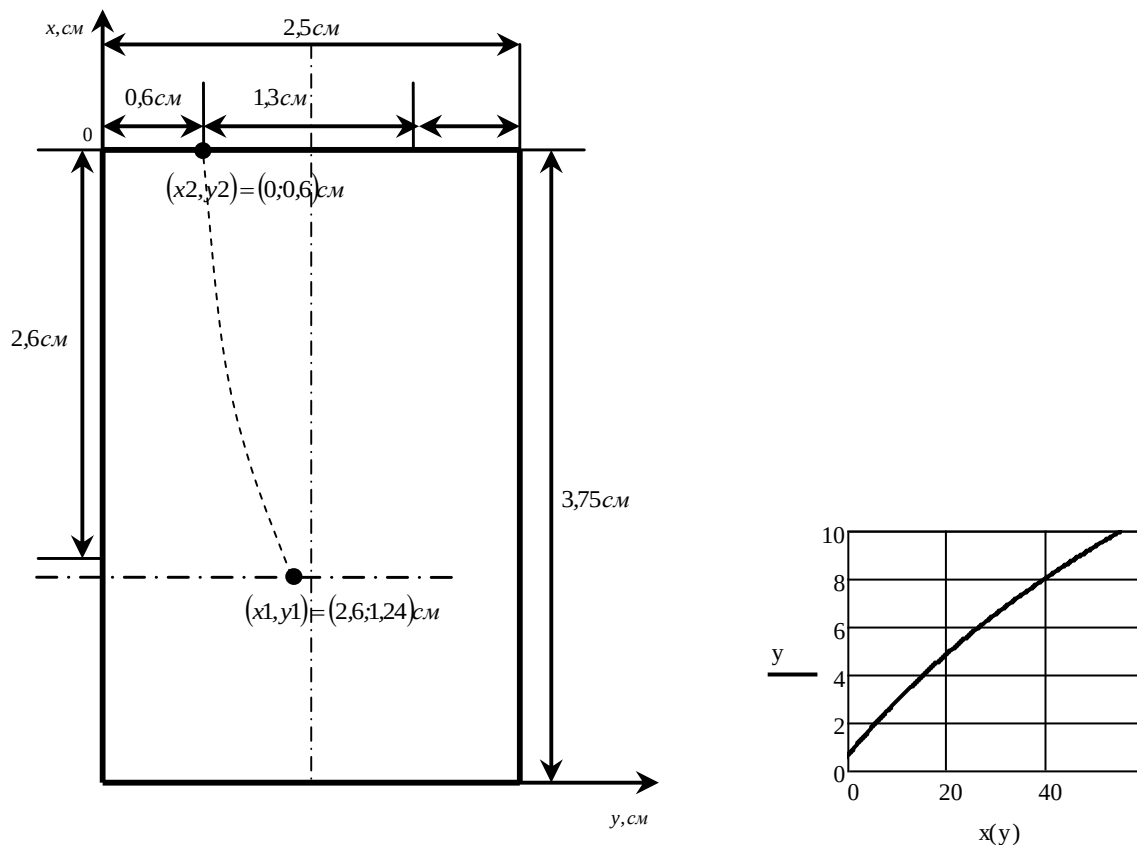


Рисунок 3.6 – Розрахунок форми експоненціального розкриву

Проведення ступінчатої апроксимації розкриву антени на регулярні щілинні лінії, перевірка збереження умови біжучої хвилі уздовж розкриву.

Коли зміна розкриву антени є плавною, може бути проведена його апроксимація на регулярні ділянки (рис.3.1) з наступним розрахунком.

Використовуючи підхід із роботи для апроксимації нерегулярної структури необхідно вибрати крок збільшення ширини щілини набагато менше чверті довжини хвилі λ_0 (рис. 3.1):

$$\lambda_0 = \frac{\lambda_{min} + \lambda_{max}}{2} = \frac{2,67 + 4,2}{2} = 3,435 \text{ м}, \Delta\omega < 3,435/4 = 0,85875 \text{ м}, \Delta\omega = 0,85875 \text{ м}.$$

За сумарним внеском регулярних щілинних ліній, утворених шляхом розбиття експоненціального розкриву антени, знаходиться результуюче поле в дальній зоні.

Зв'язок густини потоку потужності Π , яка переноситься щілиною, з електричною складовою електромагнітного поля $E_x(0)$ у лінії вздовж осі X та хвильовим опором щілинної лінії $Z_{\text{щл}}$ на заданій частоті визначається виразом:

$$\Pi = |E_x(0)|^2 / Z_{\text{щл}}. \quad (4.7)$$

Для збереження умови біжучої хвилі вздовж направляючої структури антени, необхідно щоб виконувалось співвідношення:

$$\sqrt{\Pi} = |a_1^{i-1}|^2 / \sqrt{Z_{\text{щл}}^{i-1}} = |a_1^i|^2 / \sqrt{Z_{\text{щл}}^i} = |a_1^{i+1}|^2 / \sqrt{Z_{\text{щл}}^{i+1}} = \text{const}, \quad (4.8)$$

де a_1^i – амплітуди базисних функцій для i -ї ділянки антени, В/м (індекси означають номер ділянки нерегулярної щілинної лінії); $Z_{\text{щл}}^i$ – хвильовий опір лінії i -ї ділянки антени, Ом, який визначається із співвідношення:

$$\begin{aligned} Z_{\text{щл}}^i = & 60 + 3,69 \sin\left(\frac{\varepsilon - 2,22}{2} \cdot 18\right) + 135,5 \ln(10\varepsilon) \sqrt{\frac{\omega_i}{\lambda_0}} + \\ & + 2,81(1 - 0,011\varepsilon(4,48 + \ln(\varepsilon))) \left(\frac{\omega_i}{d}\right) \ln\left(\frac{100d}{\lambda_0}\right) + \\ & + 131,1(1,028 - \ln(\varepsilon)) \sqrt{\frac{d}{\lambda_0}} + \frac{12,48 \left(1 + 0,18 \ln(\varepsilon) \left(\frac{\omega_i}{d}\right)\right)}{\sqrt{\varepsilon - 2,06 + 0,85 \left(\frac{\omega_i}{d}\right)^2}}. \end{aligned} \quad (4.9)$$

3. Моделювання і оптимізація геометричних розмірів.

Розраховується поперечна компонента напруженості електричного поля для i -ї регулярної ділянки антени.

Поперечна компонента напруженості електричного поля для i -ї регулярної ділянки антени (рис. 5) визначається наступними виразами:

$$E_x^i(x', y') = e^{(jk_x^i z')} \left(\frac{2\sqrt{Z_{\text{липл}}^i}}{\pi\omega_i} \right) \sum_{n=1}^{M_x^i} \frac{a_n^i T_{2(n-1)}\left(\frac{2x'}{\omega_i}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{2x'}{\omega_i}\right)^2}} \equiv e^{(jk_x^i z')} E_a^i(x'), \quad (4.10)$$

$$E_a^i(x') = \left(\frac{2\sqrt{Z_{\text{липл}}^i}}{\pi\omega_i} \right) \sum_{n=1}^{M_x^i} \frac{a_n^i T_{2(n-1)}\left(\frac{2x'}{\omega_i}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{2x'}{\omega_i}\right)^2}}, \quad (4.11)$$

де x', y' – поточні координати, м;

k_x^i – компонента хвильового вектора вздовж осі x на i -й ділянці, рад/м;

T_n – поліном Чебишева порядку n ;

M_x^i – кількість гармонік поля для i -ї регулярної ділянки антени.

Компонента хвильового вектора вздовж осі x на i -й ділянці розраховується за наступною формулою:

$$k_x^i = 2\pi/\lambda_i', \quad (4.12)$$

де λ_i' – довжина хвилі в межах регулярної ділянки антени, м.

Значення довжини хвилі в межах регулярної ділянки антени визначається в такий спосіб:

$$\lambda_i' = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon}. \quad (4.13)$$

Для розрахунку поля за формулою (4.10) необхідно виразити всі коефіцієнти a_n^i через a_1^i . За цього вважається, що $a_1^i = 1$, оскільки в такому випадку має місце задача пошуку власних значень, а не задача про збудження поля.

Розраховується напруженість електричної складової електромагнітного поля у площині E та в площині H з урахуванням, які утворюють антену після ступінчатої апроксимації її розкриву.

Розрахункові формули для знаходження напруженості електричної складової електромагнітного поля в даному випадку будуть мати такий вигляд:

у площині Е:

$$E_{\theta}^i(\theta) = E_a^i(k_0\omega_i \cos \theta) \sqrt{\frac{2}{\sin \theta}} \left[e^{-jk_0 L c^i} \left\{ \frac{F^*(u_h^i) - F^*(u_1^i)}{\sqrt{c^i - \sin \theta}} \right\} + \right. \\ \left. + \Gamma e^{-jk_0 L c^i} \left\{ \frac{F^*(u_h^{-i}) - F^*(u_1^{-i})}{\sqrt{c^i + \sin \theta}} \right\} \right], \quad (4.14)$$

у площині Н:

$$E_{\theta}^i(\varphi) = E_a^i(0) \left[\frac{e^{-jk_0 L c^i}}{c^i + \cos \varphi} \left\{ \sin \varphi \left[F(p_h^i) e^{j\nu_h^i} - F(p_1^i) e^{j\nu_1^i} \right] + \sin(\varphi/2) \sqrt{2(c^i - 1)} \times \right. \right. \\ \left. \times \left[F(q_h^i) - F(q_1^i) \right] \right\} - \Gamma \frac{e^{jk_0 L c^i}}{c^i - \cos \varphi} \left\{ \sin \varphi \left[F(p_h^i) e^{j\nu_h^{-i}} - F(p_1^i) e^{j\nu_1^{-i}} \right] - \right. \\ \left. - \sin(\varphi/2) \sqrt{2(c^i + 1)} \left[F(q_h^{-i}) - F(q_1^{-i}) \right] \right\} \right], \quad (4.15)$$

де Γ – гамма функція; $F(\nu)$ – інтеграл Френеля, який визначається таким співвідношенням:

$$F(\nu) = \int_0^{\nu} \frac{e^{-jt}}{\sqrt{2\pi t}} dt. \quad (4.16)$$

Перший множник в (26) та (27) знаходиться за виразом

$$E_a^i(\nu) = \sqrt{Z_{\pi}^i} J_0(\nu), \quad (4.17)$$

де $J_0(\nu)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Інші компоненти, що входять у вирази (4.16) та (4.17), визначаються за формулами (3.34)–(3.40).

Визначається результуюче поле в дальній зоні за сумарним вкладом кожної регулярної ділянки відповідно до формули (4.18).

Результуюче поле в дальній зоні буде визначатись сумарним вкладом кожної регулярної ділянки:

$$E(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N E_{\theta, \varphi}^i(\theta, \varphi), \quad (4.18)$$

де $E_{\theta, \varphi}^i(\theta, \varphi)$ – вклад i -ї регулярної ділянки направляючої структури антени в поле дальньої зони, В/м.

За пунктами 9–12, наведеними вище, проведено розрахунок нормованих ДС розглянутої антени Вівальді у площинах Е та Н на частоті 9 ГГц. Результати розрахунків представлено на рис. 3.7 та рис. 4.5 відповідно.

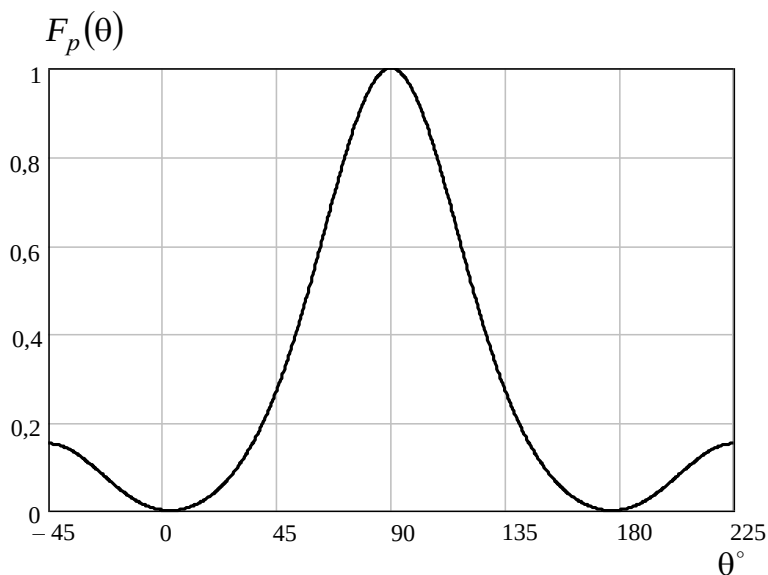


Рисунок 3.7 – Розрахована нормована ДС антени на частоті 9 ГГц у площині Е

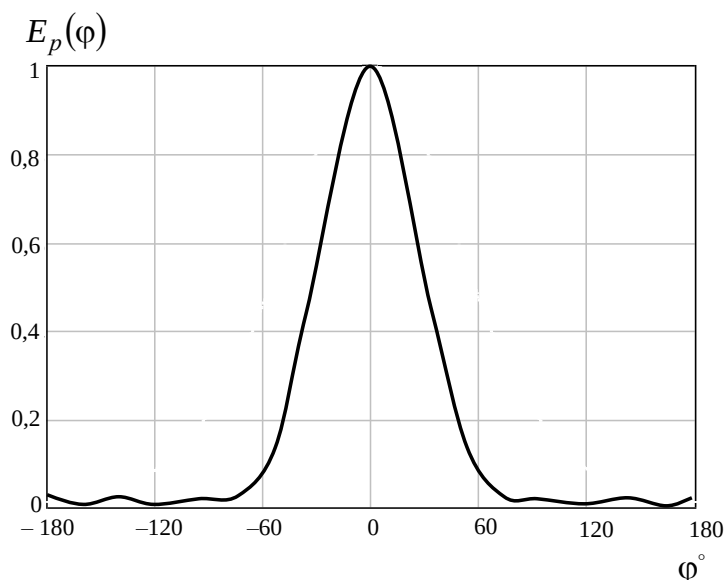


Рисунок 3.8 – Розрахована нормована ДС антени
на частоті 9 ГГц у площині Н

Аналіз рис. 3.7 і рис. 3.8 показує, що напрямок головного максимуму нормованої ДС не відхиляється в двох площинах. Ширина нормованої ДС дорівнює 45° , рівень бокових пелюсток 15 % в площині Е. У площині Н ширина ДС дорівнює 42° , рівень бокових пелюсток 8,7 %.

Наведена методика за використання методів чисельного моделювання дозволяє оптимізувати основні розміри антени (та елементів її живлення) за критерієм зменшення максимального значення КСХН та отримання необхідної ширини ДС у заданій смузі частот.

3.3. Практичне виготовлення та дослідження антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазону хвиль

За результатами проведених розрахунків здійснено моделювання антени в програмному середовищі EasyEDA 6.4.7. (рис. 3.9) для подальшого нанесення розмірів антени на матеріал виготовлення за допомогою трафаретів (рис. 3.10).

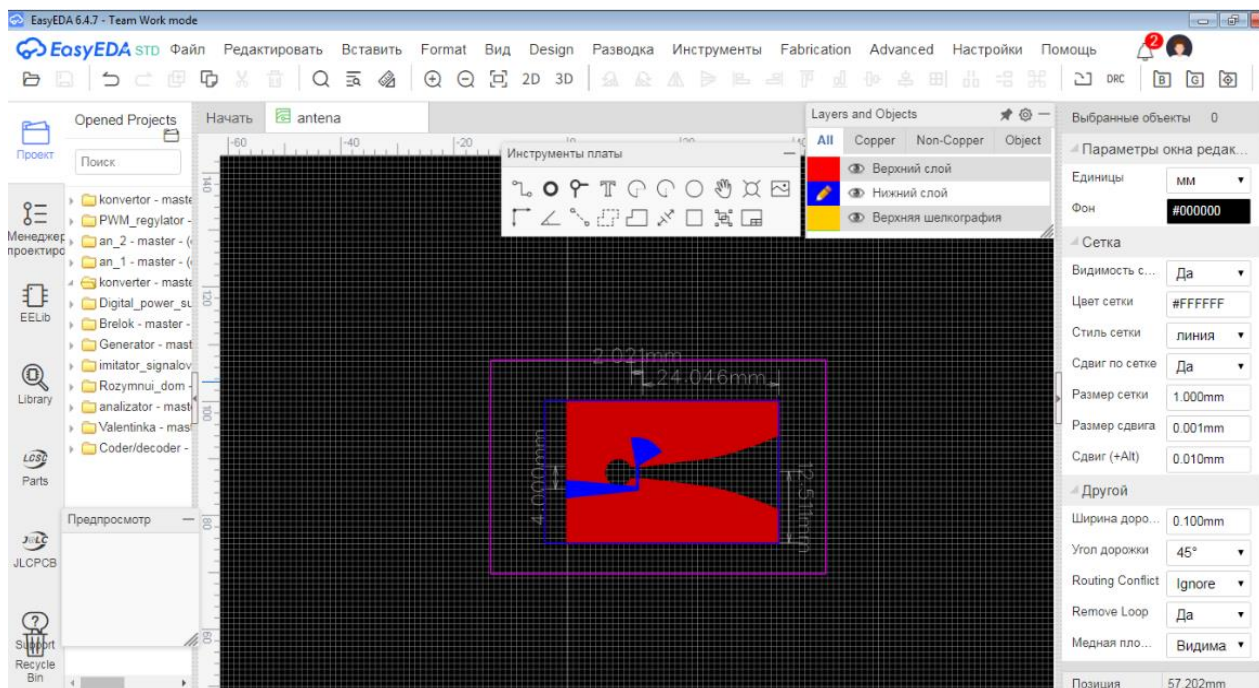


Рисунок 3.9 – Вигляд моделі антени в програмному середовищі EasyEDA 6.4.7.

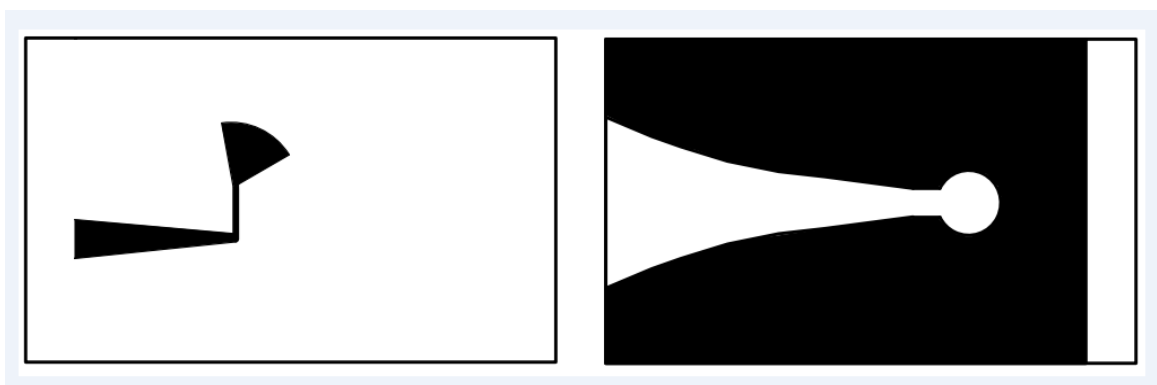


Рисунок 3.10 – Трафарет антени за її геометричними розмірами

За результатами проведених розрахунків здійснено практичне виготовлення антени (рис. 3.11).

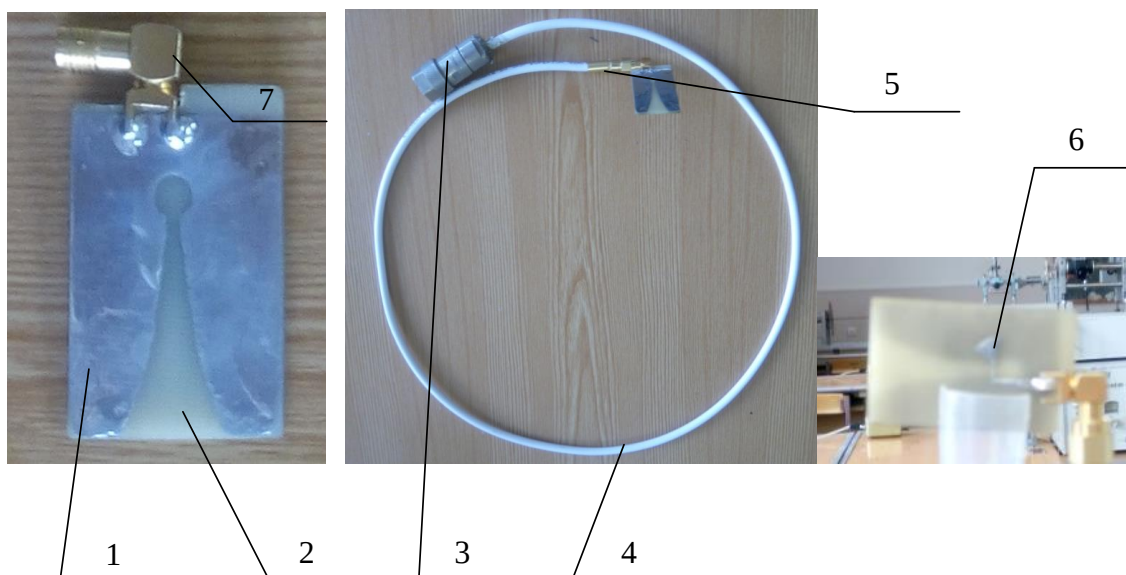
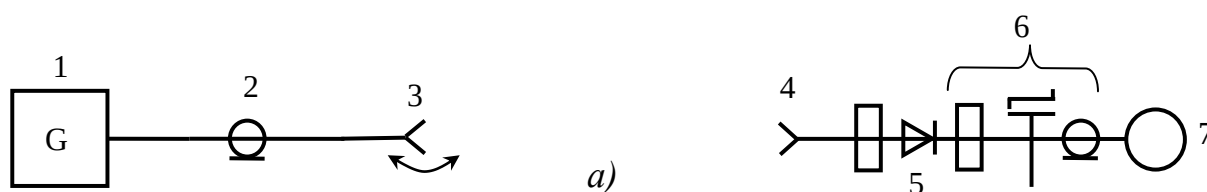
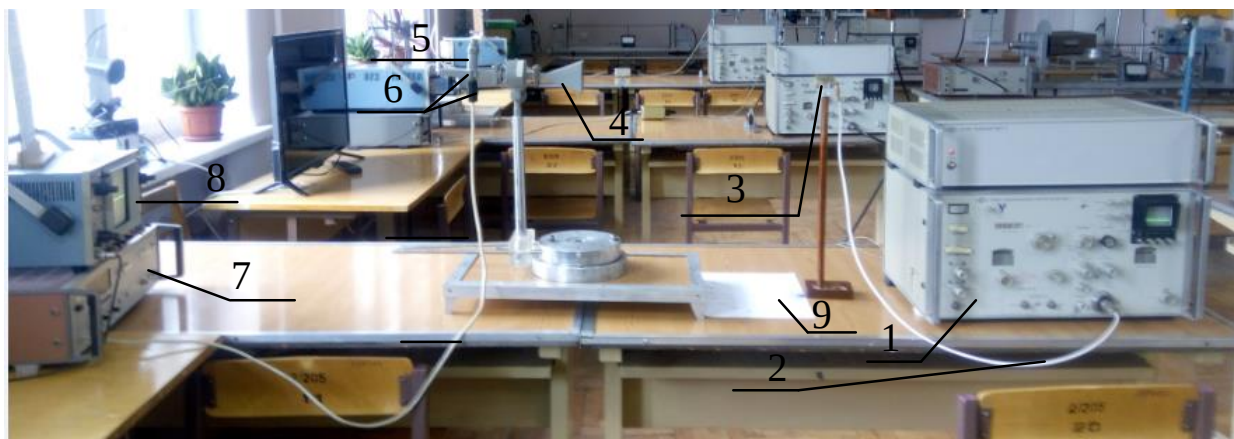


Рисунок 3.11 – Вид дослідного зразка антени Вівальді

Антенa складається із (рис. 3.11): 1 – металевих пластин; 2 – діелектричної підкладки; 3 – рознім для підключення генератора; 4 – коаксіального кабелю RG-58 опором 50 Ом; 5 – SMA-F - рознім; 6 – елементу живлення; 7 – SMA-M – рознім.

Для вимірювання ДС застосовано вимірювальну установку, схема та зовнішній вигляд якої зображені на рис. 3.12 а), б).





б)

Рисунок 3.12 – Схема (а) та зовнішній вигляд (б) вимірювальної установки для дослідження ДС антени Вівальді

ДС вимірюється методом обертання досліджуваної антени 3 (рис. 3.13).

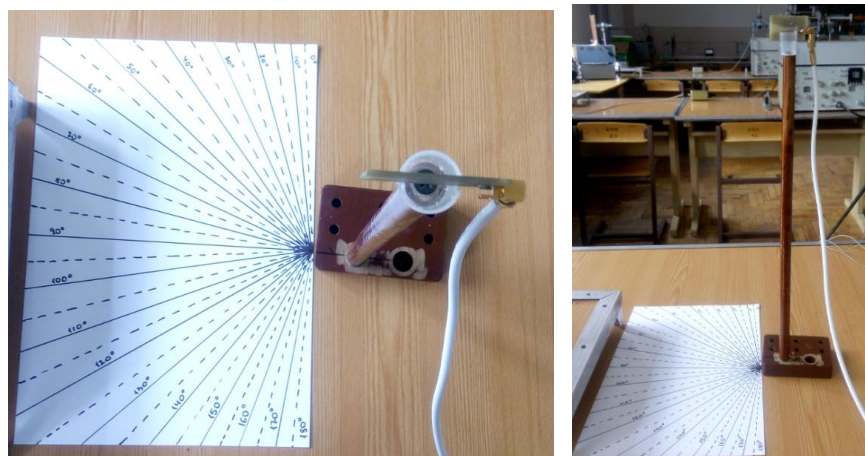


Рисунок 3.13 – Дослідний зразок антени Вівальді із шкалою для її обертання

Передавальна антена Вівальді 3 живиться від генератора сигналів високочастотного “Прибор радиолокационный измерительный РИП-3” – 1 з блоком живлення через коаксіальний кабель 2 і випромінює ЕМХ з у напрямку приймальної рупорної антени 4. Передавальна антена Вівальді встановлюється біля шкали для вимірювання кутів повороту антени. Вихід приймальної антени через детектор 5 та хвильоводно-коаксіальний перехід 6 з’єднується з

вимірювальним приладом В8-7 – 7, який використовується для антенних досліджень. Осцилограф 8 відображає рівень сигналу. За нульовий кут повороту приймальної антени обрано випадок згідно з рис. 3.14.



Рисунок 3.14 – Прилади вимірювальної установки

Відстань між приймальною та передавальною антенами $r = 38,5\text{см}$ і відповідає умові дальньої зони і не змінюється в ході обертання приймальної антени.

Тому густина потоку потужності поля, яке падає на приймальну антену, також є постійною величиною.

Потужність на виході приймальної антени, яка повернута на кут θ_i відносно нульового напрямку, визначаємо за такою формулою [5]:

$$P_{npi} = \Pi A_{ef} F^2(\theta_i), \quad (5.1)$$

де Π – густина потоку потужності поля, Вт/м²;

A_{ef} – ефективна площа антени, м²;

$F^2(\theta_i)$ – нормована ДС за потужністю.

За умови $\Pi = const$, $A_{ef} = const$ відповідно до (5.1) потужність на виході приймальної антени пропорційна нормованій ДС за потужністю.

В даному експериментальному дослідженні відбувається повертання передавальної антени.

Вимірювання у В8-7 проводимо шляхом порівняння вхідних величин з усередненими попередніми значеннями. Якщо максимальне значення показань у ході обертання антени встановити ручками регулювання “Усиление” на 1,000, то це дозволяє вимірювати нормовані ДС [35].

Дискретні вимірювання нормованої ДС за потужністю $|F(\theta_i)|^2$ було проведено п’ять разів і усереднено:

$$|F(\theta_i)|^2 = \frac{1}{5} \sum_{j=1}^5 |F(\theta_i)|^2_j, \quad (5.2)$$

де $|F(\theta_i)|^2_j$ – значення нормованої ДС за потужністю j -го вимірювання.

На рис. 5.7 зображено експериментальну ДС у площині Е.

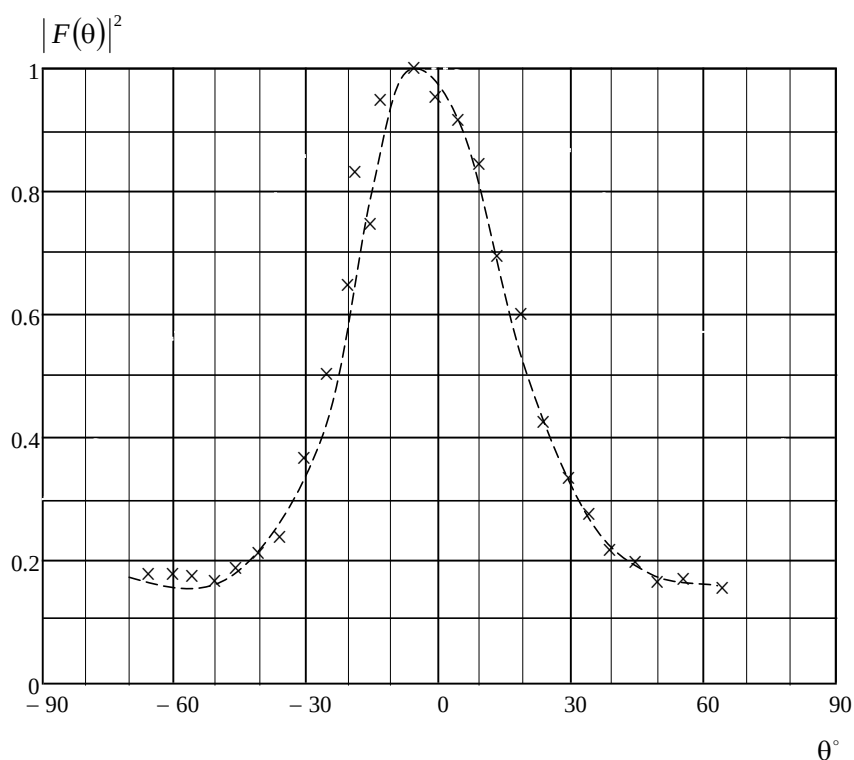


Рисунок 5.7 – Експериментальна ДС досліджуваної антени в площині Е
на частоті 9 ГГц

Відповідно до рис. 5.7 ширина нормованої ДС дорівнює 47° . Рівень ДС спадає до 18 % у напрямках $\pm 70^\circ$. Напрямок головного максимуму зміщений на -7° за рахунок наявності діелектричної підкладки та недостатньої точності виготовлення антени.

Отримана експериментальна ДС у площині Е не протирічить відомим, а також не має суттєвої розбіжності із результатами моделювання.

ВИСНОВКИ

Таким чином, у даній дипломній роботі було зроблено наступне.

У першому розділі проведено загальну характеристику систем радіоелектронної розвідки.

1. Радіоелектронна розвідка є однією з найефективніших видів воєнної розвідки, бо завдяки їй можливо розвідати противника швидко і без втрат своїх сил та засобів.

2. Об'єкти радіотехнічної розвідки виявляють себе через роботу радіоелектронних засобів, які забезпечують їх функціонування. Ці радіоелектронні засоби називаються джерелами розвідувальних відомостей.

3. Процес ведення радіотехнічної розвідки складається з добування розвідувальних відомостей, їх обробку, отримання розвідувальних даних і доведення їх до вищого керівництва.

4. В діапазоні частот 7–11,2 ГГц працюють наступні типи бортових РЛС засобів противника: Гроза-24; Контур-10Ц; Копье-25; Н-011 «Барс»; Н-010 «Жук»; Н-035 «Ірбіс»; Обзор-МС; Б-004; РПСН-3 «Эмблема»

5. Необхідно провести вибір антени, яка задовільняла б вимоги за діапазоном робочих частот, масою та габаритними характеристиками для виявлення джерел радіовипромінювання (бортових РЛС противника).

У другому розділі проведено аналіз та вибір антени станції радіотехнічної розвідки для виявлення сигналів бортових РЛС сантиметрового діапазону хвиль.

1. Практично реалізувати антену, яка має широку смугу пропускання, узгоджена, задовільняє за коефіцієнтом підсилення, спрямованістю та геометричними розмірами достатньо складно.

2. У частотному відношенні підходять всі розглянуті типи антен, але дзеркальна параболічна антена досить габаритна та повинна мати конструктивно складний опромінювач для забезпечення смуги пропускання. Рупорні антени мають недолік в недостатньому узгодженні в смузі пропускання.

3. Тому обрано антену Вівальді, яка задовільняє вимоги за поляризацією, смугою частот, шириною діаграми спрямованості та розмірами.

У третьому розділі проведено дослідження геометричних розмірів та характеристик антени станції радіотехнічної розвідки.

Для визначення випромінювання антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багат шаровій діелектричній підкладці з експоненціальним розкритом, доцільно виконувати його розбиття на регулярні щілинні лінії. За їх сумарним внеском знаходиться результуюче поле в дальній зоні з урахуванням фазового множника системи, відносної ефективної діелектричної проникності багат шарової діелектричної підкладки та її змінної товщини.

Наведена методика за використання методів чисельного моделювання дозволяє оптимізувати основні розміри антени (та елементів її живлення) за критерієм зменшення максимального значення КСХН та отримання необхідної ширини ДС у заданій смузі частот.

Ширина нормованої ДС дорівнює 45° , рівень бокових пелюсток 15 % в площині Е. У площині Н ширина ДС дорівнює 42° , рівень бокових пелюсток 8,7 %.

За розрахованими геометричними розмірами антени Вівальді та елементу узгодження необхідно провести виготовлення її дослідного зразка та експериментально виміряти ДС антени на частоті 9 ГГц.

За результатами проведених розрахунків та моделювання антени в програмному середовищі EasyEDA 6.4.7. виготовлено дослідний зразок антени.

Поведено вимірювання ДС антени в площині Е методом обертання досліджуваної антени.

Ширина експериментально вимірюваної нормованої ДС дорівнює 47° . Рівень ДС спадає до 18 % у напрямках $\pm 70^\circ$. Напрямок головного максимуму зміщений

на -7° за рахунок наявності діелектричної підкладки та недостатньої точності виготовлення антени.

Отримана експериментальна ДС у площині Е не має суттєвої розбіжності із результатами моделювання.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Сидоренко В. Д. Основи радіотехнічної розвідки: навч. посібн. / В. Д. Сидоренко. – Київ: НТУУ "КПІ", 2015. – 380 с.
2. Головка П. М. Антени для систем радіотехнічної розвідки: теорія та практика / П. М. Головка. – Харків: ХНУРЕ, 2019. – 320 с.
3. Бойко І. В. Антенні системи: підручник / І. В. Бойко. – Львів: ЛНУ, 2021. – 295 с.
4. Коваленко О. С. Радіолокаційні антени для систем розвідки / О. С. Коваленко. – Київ: ВПЦ "Київський університет", 2018. – 270 с.
5. Чабан В. П. Антени та антенні решітки для виявлення сигналів РЛС / В. П. Чабан. – Одеса: ОНПУ, 2020. – 310 с.
6. Грищенко М. А. Антенні технології для радіотехнічної розвідки / М. А. Грищенко. – Київ: КПІ, 2017. – 288 с.
7. Павленко Ю. В. Основи радіоперехоплення і радіорозвідки / Ю. В. Павленко. – Дніпро: ДНУ, 2019. – 240 с.
8. Лісовий С. І. Антенні системи і технології радіолокаційної розвідки / С. І. Лісовий. – Харків: ХАІ, 2022. – 350 с.
9. Матвієнко П. В. Антени для систем пасивного виявлення / П. В. Матвієнко. – Київ: ІПСМ НАН України, 2020. – 260 с.
10. Савчук Т. І. Антени в системах радіоелектронної боротьби і розвідки / Т. І. Савчук. – Львів: ЛНУ, 2018. – 298 с.
11. Skolnik M. I. Radar Handbook / M. I. Skolnik. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 1344 p.
12. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook / R. J. Mailloux. – Norwood: Artech House, 2017. – 532 p.
13. Hansen R. Electromagnetic Fundamentals for Antennas in Radar Systems / R. Hansen. – Hoboken: Wiley, 2019. – 428 p.
14. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design / C. A. Balanis. – New York: Wiley, 2016. – 1104 p.

15. Brookner E. Tracking and Data Fusion: A Handbook for Radio and Radar Engineers / E. Brookner. – Norwood: Artech House, 2020. – 780 p.
16. Stimson G. W. Introduction to Airborne Radar / G. W. Stimson. – Raleigh: SciTech Publishing, 2014. – 728 p.
17. Mishra A. R. Fundamentals of Radar Signal Processing / A. R. Mishra. – Boston: Springer, 2017. – 520 p.
18. Wiley R. G. Electronic Intelligence: The Interception of Radar Signals / R. G. Wiley. – Norwood: Artech House, 2006. – 456 p.
19. Sarabandi K. Radar Remote Sensing / K. Sarabandi. – New York: Springer, 2021. – 652 p.
20. Knott E. Radar Cross Section: Its Impact on Antenna Design / E. Knott. – Boston: Artech House, 2012. – 650 p.
21. Peterson L. Design of Phased Array Antennas for Radar Surveillance Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Vol. 68, No. 4. – P. 1235-1248.
22. Brown J. Analysis of Antenna Arrays in Electronic Intelligence Systems // IEEE Sensors Journal. – 2019. – Vol. 19, No. 10. – P. 5321-5330.
23. Zhang X. Antenna Design for Passive Radar Signal Detection // IEEE Transactions on Radar Systems. – 2021. – Vol. 69, No. 6. – P. 1408-1419.
24. Kim Y. Multi-Beam Antenna Arrays for Airborne Radar // Sensors. – 2020. – Vol. 20, No. 12. – P. 1607-1617.
25. Singh M. Antenna Technologies for Electronic Warfare and Reconnaissance // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2019. – Vol. 55, No. 7. – P. 485-499.
26. Smith J. Optimization of Antenna Design for Detection of Low-Power Radar Signals // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 35568-35579.
27. Liu P. Antennas for Radar Signal Detection in Stealth Systems // Journal of Radar Systems. – 2021. – Vol. 12, No. 3. – P. 495-510.
28. Patel A. Challenges in Antenna Design for Aircraft Radar Systems // IEEE Communications Magazine. – 2020. – Vol. 58, No. 11. – P. 45-54.

29. Mueller F. High-Gain Antenna Arrays for Radar Signal Interception // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2019. – Vol. 67, No. 12. – P. 1020-1034.
30. Döring B. Impact of Environmental Factors on Antenna Performance in Radar Reconnaissance // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2021. – Vol. 70, No. 2. – P. 579-590.
31. Коваленко І. В. Аналіз антенної системи для радіотехнічної розвідки бортових РЛС // Радіоелектроніка і телекомунікації. – 2020. – № 4. – С. 44-55.
32. Савчук Т. В. Проектування антенних систем для виявлення сигналів бортових радіолокаційних станцій // Вісник ХНУРЕ. – 2021. – № 5. – С. 38-50.
33. Лисенко О. П. Антени радіотехнічної розвідки в умовах перешкод // Вісник КНУБА. – 2019. – № 6. – С. 73-85.
34. Піддубний О. С. Оптимізація параметрів антен для виявлення слабких сигналів РЛС // Вісник ОНПУ. – 2020. – № 7. – С. 63-77.
35. Мартиненко П. М. Антенні системи для перехоплення сигналів бортових РЛС // Радіотехніка. – 2021. – № 3. – С. 41-55.
36. Гриценко В. І. Розробка антенних решіток для радіотехнічної розвідки // Вісник КПІ. – 2021. – № 4. – С. 94-110.
37. Кравчук І. В. Моделі та методи покращення характеристик антен для виявлення сигналів РЛС // Вісник ХАІ. – 2020. – № 7. – С. 56-71.
38. Савченко О. В. Антени для пасивних систем радіотехнічної розвідки // Вісник ОНПУ. – 2022. – № 8. – С. 59-73.
39. Петренко С. О. Вплив атмосферних умов на роботу антен радіотехнічної розвідки // Вісник ВНТУ. – 2021. – № 9. – С. 28-42.
40. Черненко Т. В. Покращення ефективності антенних систем для перехоплення сигналів РЛС // Вісник НТУУ "КПІ". – 2022. – № 10. – С. 36-50.