

**Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет  
«Дніпровська політехніка»**

---

**Інститут електроенергетики  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій**

**ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА  
кваліфікаційної роботи ступеня бакалавра**

студента *Дорофєєвої Катерини Олегівни*  
академічної групи *172-20-1*  
спеціальності *172 Телекомунікації та радіотехніка*  
спеціалізації<sup>1</sup>  
за освітньо-професійною програмою *Телекомунікації та радіотехніка*  
на тему *Дослідження фрактальної антени для технології 5G*

---

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	к.ф.-м.н., проф. Магро В.І.			
розділів:				
спеціальний	к.ф.-м.н., проф. Магро В.І.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
<b>Рецензент</b>				
<b>Нормоконтролер</b>	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

**Дніпро  
2024**

**ЗАТВЕРДЖЕНО:**

завідувач кафедри

безпеки інформації та телекомунікацій

д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

«\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2024 року

**ЗАВДАННЯ**  
на кваліфікаційну роботу  
ступеня бакалавра

студенту Дорофєєвій Катерині Олегівні академічної групи 172-20-1  
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(код і назва спеціальності)

на тему Дослідження фрактальної антени для технології 5G

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від 23.05.2024 № 469-с

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Проаналізувати різні типи компактних антен для технології 5G	16.02.24-07.03.24
Розділ 2	Провести дослідження характеристик фрактальної антени для технології 5G шляхом математичного моделювання в пакеті HFSS та запропонувати оптимальне технічне рішення	07.03.24 – 05.06.24
Розділ 3	Провести розрахунок вартості розробки антени для застосування в технології 5G та очікуваний час розробки даного пристрою	06.06.24 – 12.06.24

Завдання видано

\_\_\_\_\_

(підпис керівника)

Магро В.І.

(прізвище, ініціали)

Дата видачі: 11.03.2024

Дата подання до екзаменаційної комісії: \_\_\_\_\_

Прийнято до виконання

\_\_\_\_\_

(підпис студента)

Дорофєєва К.О.

(прізвище, ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 69 с., 11 рис., 4 додатки, 20 джерел.

Об'єкт розробки – антенна система для п'ятого покоління мобільного зв'язку.

Предмет розробки – випромінювальний пристрій у вигляді фрактальної антени.

Мета кваліфікаційної роботи – дослідження широкодіапазонних властивостей фрактальних антен для їх застосування в технології 5G.

Наукова новизна результатів полягає у тому, що досліджено систему випромінювання у вигляді фрактальної антени використання в п'ятому поколінні мобільного зв'язку, визначені шляхи вдосконалення даного пристрою.

У першому розділі проаналізовано використання фрактальної геометрії при розробці антен та загальні параметри антени.

У спеціальній частині роботи розглянуто застосування теорії фрактальних антен до розрахунку геометрії досліджуваної антени. Математичне моделювання фрактальної антени на основі сніжинки Коха. Результати математичного моделювання модифікованої фрактальної антени на основі сніжинки Коха.

У економічному розділі виконані розрахунки капітальних витрат, витрат на експлуатацію системи безпеки та термін окупності інвестицій застосування запропонованої системи.

ФРАКТАЛЬНА АНТЕНА, 5G, СНІЖИНКА КОХА, ШИРОКОДІАПАЗОННІ ВЛАСТИВОСТІ, ПАРАМЕТР  $S_{11}$

## ABSTRACT

Explanatory note: p. 69, fig. 11, 4 additions, 20 sources.

The object of development is an antenna system for the fifth generation of mobile communications.

The object of development is a radiating device in the form of a fractal antenna.

The purpose of the qualification work is to study the broadband properties of fractal antennas for their use in 5G technology.

The scientific novelty of the results lies in the fact that the radiation system in the form of a fractal antenna used in the fifth generation of mobile communication was investigated, and the ways of improving this device were determined.

The first chapter analyzes the use of fractal geometry in antenna design and general antenna parameters.

In a special part of the work, the application of the theory of fractal antennas to the calculation of the geometry of the antenna under study is considered. Mathematical modeling of the fractal antenna based on the Koch snowflake. Results of mathematical modeling of a modified fractal antenna based on the Koch snowflake.

In the economic section, calculations of capital costs, costs of operating the security system, and the investment payback period of the proposed system are made.

FRACTAL ANTENNA, 5G, KOCH SNOWFLAKE, WIDE RANGE PROPERTIES, PARAMETER  $S_{11}$

## СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АКФ – автокореляційна функція;

BER – bit error rate;

BLAST – Bell Laboratories Layer Space-Time;

BPSK – binary phase shift keying;

BS – base station;

CDMA – code-division multiple access;

CIR or C/I -carrier-to-interference ratio;

CSI – channel state information;

DMI – direct matrix inversion;

DOA – determine the directions of arrival;

EGC – equal gain combining;

ISI – intersymbol interference;

MAN – metropolitan area network;

MIMO – multiple-input multiple-output;

MLD – maximum likelihood detection;

MMSE – minimum mean squared error;

MRC – maximum ratio combining;

MS – mobile station;

MRC – maximum-ratio combining;

OFDM – orthogonal frequency-division multiplexing;

OSTBC – orthogonal space- time block code;

QOSTBC – Quasi Orthogonal Space Time Block Code;

SDM – space-division multiplexing;

SINR – signal-to- interference-plusnoise ratio;

SIR or S/I – signal-to-interference ratio;

SM – Spacial Multiplexing;

SNR – signal-to-noise ratio;

STBC – space-time block coding;

SVD – singular value decomposition;

VBLAST – Vertical Bell Laboratories Layered Space- Time;

TDD – time-division duplex;

TDMA – time-division multiple access.

## ЗМІСТ

с.

ВСТУП .....	9
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ .....	11
1.1 Теоретичне підґрунтя побудови фрактальних антен.....	11
1.2 Використання фрактальної геометрії при розробці антен.....	12
1.2.1 Діаграма спрямованості антени.....	13
1.2.2 Опір випромінювання.....	17
1.2.3 Коефіцієнт корисної дії антени.....	19
1.2.4 Вхідний опір антени.....	20
1.3 Вторинні параметри антен.....	21
1.3.1 Коефіцієнт спрямованої дії .....	21
1.3.2 Коефіцієнт підсилення антени .....	25
1.3.3 Діапазонні властивості антен.....	27
1.3.4 Вхідний опір антени.....	27
1.4 Поляризаційні властивості антен.....	27
1.5 Особливості характеристик випромінювання планарних структур.....	29
1.6 Постановка задачі.....	34
1.7 Висновок до першого розділу.....	35
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	36
2.1 Застосування теорії фрактальних антен до розрахунку геометрії досліджуваної антени .....	36
2.2 Математичне моделювання фрактальної антени на основі сніжинки Коха.....	41
2.3 Результати математичного моделювання фрактальної антени .....	43
2.4 Результати математичного моделювання модифікованої фрактальної антени на основі сніжинки Коха .....	47
2.5 Висновки до другого розділу .....	54
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ .....	55
3.1 Визначення трудомісткості випромінюючого пристрою .....	55
3.2 Витрати на створення випромінюючого пристрою.....	58

3.3 Капітальні витрати .....	59
3.4 Залежність ціни випромінюючого пристрою від попиту .....	60
3.5 Визначення економічної переваги розробленого випромінюючого пристрою .....	61
3.6 Існуючі аналоги .....	61
3.7 Висновок до третього розділу.....	62
ВИСНОВКИ.....	63
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	64
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи .....	66
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії.....	67
ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу .....	68
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи .....	69



## ВСТУП

Сучасні телекомунікаційні системи вимагають антен із більшою смугою пропускання та меншими розмірами, ніж це можливо традиційно з точки зору електродинаміки. Це спонукає проводити дослідження антен у різних напрямках, одним із яких є створення антенних елементів фрактальної форми. В останні роки запропоновано використовувати кілька фрактальних геометрій для антен з метою покращення характеристик антени. Деякі з цих геометрій дозволяють зменшувати розміри антени, тоді як інші конструкції спрямовані на розширення частотних характеристик. Проте дослідження ще продовжуються і ще не досягнуто значного прогресу у використанні фрактальних властивостей цих геометрій щодо характеристик антен.

Використання фрактальної геометрії значно вплинуло на багато сфер науки та техніки; одною з яких є антени. Антени, які використовують деякі з цих геометрій для різноманітних телекомунікаційних застосувань, уже досліджуються нині. Показано, що використання фрактальної геометрії покращує деякі характеристики антени. Проте немає прямого зв'язку між характеристиками антени та геометричними властивостями базових фракталів. З точки зору продуктивності антени, вважають, що геометрії фрактальної форми призводять до багатодіпазонних характеристик і зменшення розміру антени. Хоча корисність різних фрактальних геометрій різна в даних аспектах, все ж вони є основними мотивами для проектування фрактальної антени. Наприклад, досліджуються монопольні та дипольні антени, що використовують фрактальні прокладки Серпінського, а їхні багатосмугові характеристики пов'язували з самоподібністю геометрії. Однак це якісне пояснення не завжди може бути реалізовано, особливо з іншими фрактальними геометріями. Кількісний зв'язок між багатодіпазонними характеристиками антени та математично вираженою характеристикою фрактальної геометрії необхідний для оптимізації конструкції. Щоб дослідити сніжинку Коха вибирають як геометрію деякої

структури, перш за все тому, що її розмір подібності можна змінювати від 1 до 2 шляхом зміни геометричного параметра.

Тому існує потреба у проведенні досліджень спрямованих головним чином на аналіз геометричних особливостей фракталів, які впливають на продуктивність антен п'ятого покоління мобільного зв'язку. В наукових роботах представлено декілька конфігурацій антен на основі фрактальної геометрії [1-20]. Це низькопрофільні антени з помірним підсиленням, які можуть працювати в кількох діапазонах частот і, отже, є багатофункціональними.

Метою кваліфікаційної роботи бакалавра є дослідження широкодіапазонних властивостей фрактальних антен для їх застосування в технології 5G.

## 1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

### 1.1 Теоретичне підґрунтя побудови фрактальних антен

Щоб закласти основи для розуміння поведінки фрактальних антен, спочатку розглянемо природу фрактальної геометрії та наукові підходи щодо загальної теорії фрактальних антен.

Відтоді, як математик Мандельброт математично переосмислив фізичну природу таких структур, фрактали знайшли широке застосування в кількох галузях науки та техніки. Такі наукові дисципліни, як геологія, науки, лісові наука про атмосферу, фізіологія, отримали значну користь від фрактального моделювання природних явищ. Існує кілька книг і монографій про використання фракталів у фізичних науках. Механіка руйнування є однією з галузей техніки, яка отримала значну користь від застосування фракталів [9]. Така невизначена природа фрактальної геометрії призвела до кількох інноваційних застосувань. Показано, що генерація фрактальної сітки зменшує вимоги до пам'яті та час центрального процесора для кінцево-елементного аналізу проблем вібрації [10]. Однією з сфер застосування, яка найбільше вплинула на сучасні технології, є стиснення зображень за допомогою фрактального кодування зображень [11 - 13]. Фрактальний рендеринг зображень і схеми стиснення зображень призвели до значного скорочення вимог до пам'яті та часу обробки в комп'ютері. В електродинаміці розсіювання та дифракція на фрактальних екранах широко вивчені. Показано, що дифраговані поля від самоподібної прокладки Серпінського в зоні Франгауфера є самоподібними [14]. Вивчення взаємодії хвиль із такими самоподібними структурами пізніше було названо фрактальною електродинамікою [15 - 17]. Деякі з цих досліджень показують, що шаблони розсіювання фрактальних геометрій мають риси цих геометрій, відбиті на них. Зовсім недавно фрактальну геометрію також використовували в частотно-селективних екранах [18 - 20]. Самоподібність фрактальної

геометрії пояснюється подвійною смугою їх частотної характеристики. Також охарактеризовано поверхневий імпеданс металевих візерунків фрактальної геометрії на діелектричній плиті [20]. Фрактальні антенні решітки та антенні елементи фрактальної форми досліджено останніми роками.

## 1.2 Використання фрактальної геометрії при розробці антен

Основна мотивація розробки фрактальної антени полягає в тому, щоб розширити концепцію конструкції та синтезу антени за межі евклідової геометрії [12 - 13]. У цьому контексті було вивчено використання фракталів у синтезі антенних решіток та антенних елементів фрактальної форми. Отримання спеціальних характеристик антени за допомогою фрактального розподілу елементів є основною метою дослідження фрактальних антенних решіток. Загальновідомо, що властивості антенних решіток визначаються їх розподілом, а не властивостями окремих елементів. Оскільки відстань між елементами (відстань між елементами) залежить від частоти роботи, більшість звичайних конструкцій антенних решіток обмежені смугою. Самоподібні решітки мають частотно-незалежні багатодіапазонні характеристики [16]. Виявлено, що фрактальні та випадкові фрактальні решітки мають декілька нових особливостей [17]. Встановлено, що зміна фрактальної розмірності розподілу решіток впливає на характеристики випромінювання таких антенних решіток. Використання випадкових фракталів зменшує фрактальну розмірність, що призводить до кращого контролю бічних пелюсток [14]. Також було досліджено синтез фрактальних діаграм випромінювання [18]. Було виявлено, що розподіл струму на масиві впливає на фрактальну розмірність діаграми спрямованості. Отже можна зробити висновок, що фрактальні властивості, такі як самоподібність і розмірність, відіграють ключову роль у дизайні таких антенних решіток.

Параметри та характеристики будь-якої антени можна поділити на дві основні групи. До першої групи (первинні параметри антени) належать: векторна комплексна характеристика спрямованості антени, коефіцієнт корисної дії (ККД), коефіцієнт відбиття на вході (вхідний імпеданс), опір випромінювання та гранична потужність. Друга група (вторинні параметри) включає параметри призначені для деталізації характеристик антен і виражаються через первинні; це ширина головної пелюстки діаграми спрямованості (ширина променю), рівень бокових пелюсток, коефіцієнт спрямованої дії (КСД) та ін.

В той же час параметри та характеристики можна поділити на групу, що визначає електродинамічний режим антени, і групу, що характеризує цей режим. До першої групи належать геометричні розміри й форма поверхонь та дротів, частота коливань і розподіл струмів на дротах та поверхнях, електродинамічні параметри матеріалів антени й навколишнього середовища ( $\epsilon, \sigma, \mu$ ). Друга група включає: діаграми спрямованості, коефіцієнт спрямованої дії, опір випромінювання, електричну міцність, діючу довжину й ефективну площу, коефіцієнт корисної дії, вхідний опір, діапазонність (смугу робочих частот) та поляризаційні характеристики.

Тому у антенній техніці існують задача аналізу, яка полягає у визначенні параметрів і характеристик другої групи за відомими параметрами першої та задача синтезу: визначення параметрів першої групи, що забезпечують отримання заданих параметрів і характеристик другої.

### 1.2.1 Діаграма спрямованості антени

Направлені властивості антен прийнято визначати характеристикою спрямованості.

Векторна комплексна діаграма спрямованості передавальної антени - це залежність комплексної амплітуди електричного (магнітного) поля від кутових координат у сферичній системі координат  $r, \theta, \varphi$ :  $E(\theta, \varphi)$  або  $H(\theta, \varphi)$ .

Для дослідження електромагнітного поля в дальній зоні можна обмежитися тільки діаграмою спрямованості за електричним полем, тому що в дальній зоні величини електричного й магнітного полів відрізняються лише сталим множником, а напрямки їх векторів взаємно перпендикулярні.

Векторна комплексна характеристика спрямованості  $F(\theta, \varphi)$  в загальному випадку складається з добутку трьох множників, що описують амплітудну, поляризаційну та фазову структуру дальнього поля антени

$$F(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) \cdot p(\theta, \varphi) \cdot \exp(j\psi(\theta, \varphi)),$$

де  $F(\theta, \varphi)$  – амплітудна характеристика;  $p(\theta, \varphi)$  – поляризаційна характеристика;  $\psi(\theta, \varphi)$  – фазова характеристика.

Амплітудна характеристика – це залежність інтенсивності електромагнітного поля, яке випромінюється антеною у просторі.

Діаграма спрямованості антени (ДС) – це залежність інтенсивності електромагнітного поля (або його окремих компонент), що випромінюється антеною, від кутових координат у просторі. При збільшенні відстані від антени структура поля і ДС змінюється. Однак, починаючи з деякої відстані  $R_{\min}$ , вигляд ДС перестає змінюватися, ця відстань носить назву радіуса дальньої зони.

При вимірюванні ДС індикатор переміщується вздовж поверхні сфери радіусом  $r$  з центром у точці  $0$ . При цьому з трьох сферичних координат змінюються тільки дві –  $\theta$  і  $\varphi$ . Дістають залежності вигляду  $\Pi(\theta, \varphi) = \Pi' \cdot f_{\Pi}(\theta, \varphi)$  – для модуля вектора Пойтінга,  $p(\theta, \varphi) = p' \cdot f_p(\theta, \varphi)$  – для кутової щільності потужності,  $E(\theta, \varphi) = E' \cdot f_E(\theta, \varphi)$  – для амплітуди електричного поля. Тут штрихами позначені амплітудні множники, що не залежать від кутових координат; функції  $f$  позначають ДС,  $p$  – щільність потужності,  $\Pi$  – потік потужності через одиничний тілесний кут ( $p = r^2 \Pi$ ).

Функція  $f_E(\theta, \varphi)$  називається ДС за полем, а функції  $f_{\Pi}(\theta, \varphi)$  і  $f_p(\theta, \varphi)$  – ДС

за потужністю. Щільність потужності пропорційна квадрату напруженості поля, тому можна позначати  $f(\theta, \varphi)$  – ДС за полем і  $f^2(\theta, \varphi)$  – ДС за потужністю.

На практиці для більшої наочності користуються нормованими ДС, які визначаються за формулами:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{f_{\max}(\theta, \varphi)},$$

$$F^2(\theta, \varphi) = \frac{f^2(\theta, \varphi)}{f_{\max}^2(\theta, \varphi)}.$$

Перша формула – це ДС за полем ( $F(\theta, \varphi)$ ), а друга – це ДС за потужністю ( $F^2(\theta, \varphi)$ ). Стала величина  $1/f_{\max}$  називається нормуючим множником. Часто користуються логарифмічною ДС у децибелах:

$$F^2[\text{дБ}] = 10 \lg F^2(\theta, \varphi) = 20 \lg F(\theta, \varphi).$$

Значення  $F$  у цій формулі від'ємні, максимальне її значення дорівнює нулю. ДС характеризує спрямовані властивості антени, тобто її можливість концентрувати електромагнітну енергію в певному секторі простору або, навпаки, здійснювати більш-менш рівномірний її просторовий розподіл. При зображенні перетину діаграм спрямованості використовують полярні та декартові координати. В декартових координатах застосовують різні амплітудні масштаби: лінійний (по полю); квадратичний (по потужності); логарифмічний (шкала децибел).

Зображуються ДС у просторі у вигляді замкнених поверхонь, які є геометричним місцем точок – кінців відрізків, проведених з початку координат у напрямках  $\theta, \varphi$ ; довжини відрізків пропорційні значенням  $F(\theta, \varphi)$

або  $F^2(\theta, \varphi)$  у цих напрямках. Просторове зображення досить складне, тому звичайно використовують перерізи ДС координатними поверхнями  $\theta = \text{const}$  і  $\varphi = \text{const}$ . Чим точніше потрібно знати ДС, тим більше потрібно зробити перерізів. Однак часто достатньо розглянути два взаємно перпендикулярні перерізи, що проходять уздовж напрямку максимального випромінювання антени. Ці площини називаються головними площинами антени.

Положення системи координат відносно антени доцільно обирати так, щоб одна з головних площин містила електричний (магнітний) вектор поля випромінювання або електричний (магнітний) вектор поля в розкриві (для антен апертурного типу) і напрямок поширення хвилі. Переріз ДС головною площиною, що отримує електричний вектор, називають діаграмою спрямованості в Е-площині, а переріз головною площиною, що містить магнітний вектор – діаграмою спрямованості в Н-площині. Плоскі перерізи ДС можна зображувати як у полярній, так і в Декартовій системі координат.

Для не спрямованих антен важливою характеристикою є ступінь наближення до кола. Вона називається коефіцієнтом рівномірності ДС і визначається, як  $N = E_{\min}/E_{\max}$ , де  $E_{\min}$  і  $E_{\max}$  – напруженості поля в напрямках мінімального та максимального випромінювання на однакових відстанях від антени. Для нормованої ДС  $N = F_{\min}$ .

ДС гостроспрямованих антен мають декілька максимумів та мінімумів. Найбільша за величиною пелюстка називається головною, інші – боковими. Вузькі ДС зручно зображувати в прямокутних координатах.

Ступінь концентрації електромагнітної енергії в просторі характеризується шириною головної пелюстки ДС, яку часто скорочено називають шириною ДС. Умовилися визначати ширину ДС на деякому рівні  $s$  щільності потужності від максимальної величини й позначати цю величину  $2\theta_s$  (або  $2\varphi_s$ ). Інколи її позначають  $\Delta\theta_s$  (або  $\Delta\varphi_s$ ). Таким чином, ширина ДС - це кут між двома напрямками в межах головної пелюстки, у яких кутова щільність потужності становить  $s$ -ту частку від максимальної. Найбільш поширеними є рівні  $s=0.5$ ,  $s=0.1$ ,  $s=0$ . Величину  $2\theta_{0.5}$  (або  $\Delta\theta_{0.5}$ ) називають



шириною ДС "за половинною потужністю",  $2\theta_0$  – шириною ДС "за нулями",  $2\theta_{0.1}$  – шириною ДС "на рівні 0.1", або "на рівні 10 дБ". Рівень 0.1 використовують коли не можливо чітко зафіксувати напрямок нуля випромінювання, або коли він відсутній. Таким чином, ширина головної пелюстки діаграми спрямованості (ширина променя) визначається на заданому рівні напруженості або потужності поля (рівень 0.707 по полю; рівень 0.5 по потужності; -3 дБ у логарифмічному масштабі).

Бокові пелюстки характеризують даними для першої найбільшої пелюстки. Такими даними є величина (рівень) максимуму  $F_{\text{біч1}}$  і його напрямок  $\theta_{\text{біч1}}$ . Рівень бокових пелюсток (РБП) – відношення величини найбільшої бокової пелюстки (першої бокової пелюстки) до величини головної пелюстки (у логарифмічному, лінійному, квадратичному масштабі).

Фазова ДС  $\psi(\theta, \varphi)$  є залежністю фази поля від кутів у просторі при фіксованій відстані від початку координат. Зручною характеристикою фазових властивостей випромінювання антени є пов'язаний з фазовою діаграмою фазовий фронт хвилі.

Фронт хвилі – це поверхня в просторі, в усіх точках якої в даний момент фаза однакова. Рівняння поверхні рівних фаз у сферичній системі координат буде мати вигляд:

$$r(\theta, \varphi) \approx \frac{(\psi(\theta, \varphi) - \psi_0)}{k},$$

де  $k = 2\pi/\lambda$  – фазове число вільного простору. Якщо  $r(\theta, \varphi)$  є поверхнею сфери, то антена є джерелом сферичних хвиль. Центр цієї сфери називається фазовим центром антени. Якщо фазовий центр і початок координат збігаються, то  $r(\theta, \varphi) = \text{const}$  і  $\psi(\theta, \varphi) = \text{const}$ .

### 1.2.2 Опір випромінювання

Закон збереження енергії електромагнітного поля для передавальних антен можна записати у вигляді:

$$P_{ген} = P_{\Sigma} + P_B + jP_{im},$$

де  $P_{\Sigma}$  – потужність випромінювання;  $P_B$  – потужність втрат в антені;  $P_{im}$  – потужність реактивних полів, пов'язаних з антеною;  $P_{ген}$  – потужність, що віддається генератором в антену.

Факт збереження енергії може бути сформульований таким чином: активна потужність на виході генератора, що підключений до антени, дорівнює сумі потужностей випромінювання в навколишнє середовище та втрат в антені, а реактивна потужність генератора дорівнює потужності реактивних полів у просторі навколо антени та в самій антені.

Потужність випромінювання антени розраховується одним з наступних методів:

- якщо відомі комплексні амплітуди напруги та струму на вході антени, то сумарну активну потужність визначають за формулою:

$$P_{\Sigma} + P_B = 0.5 \cdot \operatorname{Re}(U \cdot I^*),$$

де  $I^*$  – величина, комплексно спряжена з  $I$ .

Якщо потужність втрат невелика в порівнянні з потужністю випромінювання, або якщо вона може бути визначена окремо, то, користуючись вище написаною формулою, можна знайти потужність випромінювання;

- якщо відомий розподіл струмів на струмонесучих поверхнях антени, то потужність випромінювання (а також реактивну потужність) визначають за методом наведених електрорушійних сил;

- якщо випромінювання повністю визначається полями на деякій обмеженій поверхні (апертурі) антени, то потужність випромінювання визначають, ігноруючи дійсну частину вектору Пойтінга уздовж цієї поверхні;

- якщо відомі поля в дальній зоні, то розраховується вектор Пойтінга ( у дальній зоні він дійсний ) та інтегруванням цього вектору вздовж замкненої

поверхні визначається потужність випромінювання. Для розрахунків за методом інтегрування вектору Пойтінга достатньо знати нормовану ДС і напруженість поля в максимумі ДС на заданій відстані.

Опір випромінювання як параметр передавальної антени використовується, головним чином, для лінійних антен, для яких поняття повного струму має фізичний зміст. Вираз

$$P_{\Sigma} = 0.5 \cdot I^2 \cdot R_{\Sigma}$$

визначає опір випромінювання  $R_{\Sigma}$ . Фактично, це просто коефіцієнт при квадраті струму у формулі для потужності. Величина  $R_{\Sigma}$  характеризує ефективність антени: при малій величині опору випромінювання важко забезпечити високий ККД антени. При заданій потужності  $P_{\Sigma}$  величина  $R_{\Sigma}$  залежить від струму, що обраний як відліковий

$$R_{\Sigma} = 2 \cdot \frac{P_{\Sigma}}{I^2}.$$

При розподілі струму в антені, близькому до синусоїдального, часто замість  $R_{\Sigma}$  використовується опір випромінювання, віднесений до струму в пучності:

$$R_{\Sigma 0} = 2 \cdot \frac{P_{\Sigma 0}}{I_n^2}.$$

### 1.2.3 Коефіцієнт корисної дії антени

Втрати електромагнітної енергії в передавальній антені в процесі випромінювання визначаються її перетворенням у тепло в металевих конструкціях антени, у діелектриковій антені, у тому числі в ізоляторах, у землі, у навколишніх предметах і будівлях. В антенах з великою високочастотною напругою специфічними є втрати на іонізацію повітря в коронному й факельному розрядах.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) визначає ефективність антени як

перетворювача спрямованих фідером хвиль у радіохвилі вільного простору. ККД визначається відношенням  $\eta_A = P_\Sigma / (P_\Sigma + P_B)$ , де  $P_B$  - потужність втрат. Цей вираз для ККД можна записати через опори:

$$\eta_A = R_\Sigma / (R_\Sigma + R_B).$$

#### 1.2.4 Вхідний опір антени

Вхідний опір передавальної антени визначається відношенням напруги до струму на її вхідних клеммах. Він характеризує антену як навантаження для генератора. Цей параметр використовується, головним чином, для лінійних антен, у яких вхідна напруга та струм фізично визначені й можуть бути безпосередньо виміряні. У діапазоні НВЧ, коли поняття напруги й струму стають невизначеними, користуються еквівалентними схемами, параметри яких визначаються відносно еквівалентних параметрів живильного хвилеводу.

У загальному вигляді вхідний опір антени  $Z_A$  записується як  $Z_A = R_A + iX_A$ . Опір  $R_A$  називається активним вхідним опором, а  $X_A$  – реактивним вхідним опором.

Вхідний опір антени можна визначити й інакше:

$$Z_A = 2P_\Sigma / I_A^2 + 2P_e / I_A^2 + i2P_{im} / I_A^2$$

або

$$Z_A = R_{\Sigma A} + R_e + iX_A,$$

де  $I_A$  – модуль струму на вході антени.

Перший член у цих формулах визначає опір випромінювання, другий – опір втрат, а третій – реактивний опір. Активний вхідний опір є сумою опорів випромінювання та втрат:

$$R_A = R_{\Sigma A} + R_B.$$

Реактивний опір  $X_A$  характеризує ту частину електромагнітного поля, що зосереджується поблизу антени й не випромінюється.

Розрахунок повного вхідного опору  $Z_A$  занадто важкий, особливо складно визначити опір втрат і реактивний опір. Опір випромінювання  $R_{\Sigma A}$  може бути розрахований одним із методів, розглянутих у попередньому пункті

### 1.3 Вторинні параметри антен

#### 1.3.1 Коефіцієнт спрямованої дії

Коефіцієнт спрямованої дії (КСД) передавальної антени визначається через порівняння даної антени з деякою еталонною антеною, спрямовані властивості якої добре відомі. Як еталонні найбільш широко використовуються: абсолютно неспрямований (ізотропний) випромінювач, диполь Герца та півхвильовий вібратор.

Ізотропним називається випромінювач з ДС у вигляді сфери. У дійсності антен з такою ДС немає, це лише математична модель. Передбачається, що ККД еталонних антен дорівнює 100%.

КСД показує ступінь концентрації випромінюваної потужності в даному напрямку. КСД це відношення величини вектора Пойтінга в точці спостереження до середньої величини вектора Пойтінга на поверхні повної сфери, що охоплює антену і проходить через точку спостереження

$$D_0 = \frac{|E_{\max}|^2 2\pi R^2}{W P_{\Sigma}},$$

де  $|E_{\max}|$  – модуль повного вектора напруженості поля в напрямку максимуму випромінювання на відстані  $R$ ;  $W = \sqrt{\mu/\varepsilon}$  – хвильовий опір середовища.

КСД антени у напрямку  $\theta, \varphi$  називається відношення кутової щільності потужності  $p(\theta, \varphi)$ , що утворюється в цьому напрямку даною антеною, до кутової щільності потужності  $p_e$ , що утворюється в цьому ж напрямку еталонною антеною, за умови рівності повних потужностей випромінювання розглянутої та еталонної антен:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{p_e},$$

при  $P_\varepsilon = P_{e\varepsilon}$ , де індекс  $e$  стосується еталонної антени.

КСД антени – це число, що показує в скільки разів потрібно збільшити потужність випромінювання еталонної антени в порівнянні з потужністю випромінювання даної антени для того, щоб у заданому напрямку дістати однакові кутові щільності потужності, і внаслідок цього однакові напруженості поля (при однакових відстанях):

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P_{e\varepsilon}}{P_\varepsilon}$$

при  $p(\theta, \varphi) = p_e$  або  $E(\theta, \varphi) = E_e$  і  $r = \text{const}$ . Інакше кажучи,

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P_{\max}}{p_e} F^2(\theta, \varphi) = D_0 \cdot F^2(\theta, \varphi),$$

де  $D_0$  – КСД у напрямку максимального випромінювання даної антени.

Таким чином, КСД залежить від кутових координат і ця залежність

визначається ДС за потужністю.

Якщо враховувати співвідношення для кутової щільності потужності ізотропної антени, то КСД можна розрахувати за формулою

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi F^2(\theta, \varphi) \left[ \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta \, d\varphi \right]^{-1}.$$

У напрямку максимального випромінювання  $F^2(\theta, \varphi) = 1$ , тоді маємо:

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \left[ \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta \, d\varphi \right]^{-1}.$$

Коли порівнюють антени за їхніми КСД, мають на увазі, що  $D_0$  – максимальне значення КСД. Чим більший  $D_0$ , тим більшу просторову концентрацію електромагнітної енергії й більшу напруженість поля в напрямку максимуму ДС при заданій потужності випромінювання забезпечує антена.

КСД показує у скільки разів повинна бути збільшена передавальна потужність при заміні напрямленої антени на абсолютно не напрямлену гіпотетичну антену, при умові збереження величини вектору Пойтінга в точці прийому

$$D_0 = \frac{P_{\Sigma \text{ізотр}}}{P_{\Sigma}}.$$

Для інших напрямків величина КСД дорівнює  $D(\theta, \varphi) = D_{\max} F^2(\theta, \varphi)$ .

Згідно зі стандартами IEEE КСД антени визначається за формулою

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}},$$

де  $U$  – кутовий розподіл інтенсивності випромінювання антени;  $U_0$  – кутовий розподіл інтенсивності випромінювання ізотропної антени;  $P_{rad}$  – повна потужність випромінювання, що дорівнює:

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin \theta d\theta d\varphi.$$

Інтенсивність випромінювання передавальної антени пропорційна електричній складовій поля в дальній зоні  $E(r, \theta, \varphi)$ , де  $r$  – відстань від антени до точки спостереження.

КСД у напрямку максимального випромінювання даної антени визначається як

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}},$$

де  $U_{\max}$  – максимум інтенсивності випромінювання антени;

Для антен з однією вузькою головною пелюсткою і незначними боковими пелюстками можна апроксимувати розподіл поля, що випромінюється антеною за допомогою виміру у двох ортогональних площинах. Тоді за формулою Крауса

$$D_0 \approx \frac{4\pi}{\Delta\theta^{(1)}\Delta\theta^{(2)}},$$



де  $\Delta\theta^{(1)}, \Delta\theta^{(2)}$  – ширини променів на рівні 0,5 потужності в радіанах у двох взаємно ортогональних площинах. Якщо ширина променя вимірюється в градусах, тоді

$$D_0 = \frac{4\pi \left(\frac{180}{\pi}\right)^2}{\Delta\theta_{zp}^{(1)} \Delta\theta_{zp}^{(2)}} = \frac{41253}{\Delta\theta_{zp}^{(1)} \Delta\theta_{zp}^{(2)}},$$

де  $\Delta\theta_{zp}^{(1)}, \Delta\theta_{zp}^{(2)}$  – ширини променів на рівні 0,5 потужності у градусах.

Іншою апроксимацією розподілу поля, що випромінюється антеною є формула Тая-Перейра:

$$D_0 \approx \frac{32 \ln 2}{(\Delta\theta^{(1)})^2 + (\Delta\theta^{(2)})^2} = \frac{22.181}{(\Delta\theta^{(1)})^2 + (\Delta\theta^{(2)})^2},$$

де  $\Delta\theta^{(1)}, \Delta\theta^{(2)}$  – ширини променів на рівні 0,5 потужності у радіанах. Якщо ширина діаграми спрямованості вимірюється в градусах, тоді

$$D_0 = \frac{72815}{(\Delta\theta_{zp}^{(1)})^2 + (\Delta\theta_{zp}^{(2)})^2}.$$

### 1.3.2 Коефіцієнт підсилення антени

Коефіцієнт підсилення (КП) антени визначається так само, як і КСД, тільки порівнюються не потужності випромінювання, а потужності, що надходять до антен. Для еталонної антени потужність випромінювання та потужність, що поступає до антени, рівні, тому що її ККД дорівнює 100%. Реальні антени мають втрати, і їх потужність випромінювання менша потужності, що постачається до антени, на величину втрат. Вираз для визначення КП має вигляд

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{е\textsubscript{e}}}}{P_{\text{e}}},$$

при  $p(\theta, \varphi) = p_{\text{e}}$ . Так як  $P_{\text{A}} = P_{\text{e}} / \eta$ , маємо:

$$G(\theta, \varphi) = \eta \cdot \frac{P_{\text{е\textsubscript{e}}}}{P_{\text{e}}}.$$

Згідно зі Стандартами IEEE вираз для визначення КП має вигляд:

$$G(\theta, \varphi) = \eta \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{\text{rad}}},$$

або

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi).$$

Для напрямку максимуму ДС:

$$G_0 = D_0 \eta.$$

Для більшості антен можна використовувати наближену формулу для визначення КП:

$$G_0 = \frac{30000}{\Delta\theta_{\text{зр}}^{(1)} \Delta\theta_{\text{зр}}^{(2)}}.$$

Часто використовують значення КП у децибелах:

$$G_0[\text{дБ}] = 10 \lg(\eta D_0).$$

### 1.3.3 Діапазонні властивості антен

Діапазон робочих частот антени – це інтервал частот від  $f_{\min}$  до  $f_{\max}$ , у якому всі параметри антени не виходять за задані межі. Очевидно, цей діапазон буде визначатися тим параметром, який швидше за інших виходить із заданих меж при зміні частоти, найчастіше це вихідний опір (коефіцієнт узгодження). Для деяких типів добре узгоджених антен, наприклад рупорних, ним може бути КСД. При  $f_{\max}/f_{\min} \leq 1.7 \div 2.0$  звичайно говорять про смугу робочих частот антени  $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$ . Ширину цієї смуги виражають в одиницях частоти або у відсотках від середньої частоти діапазону.

При  $\Delta f/f_{\text{cp}} < 10\%$  антену називають вузькосмуговою, або резонансною, а при  $\Delta f/f_{\text{cp}} > 10\%$  – широкосмуговою. Якщо  $\Delta f/f_{\text{cp}} > 100\%$ , антена широкодіапазонна і її діапазонні властивості характеризують коефіцієнтом перекриття діапазону  $K_{\text{д}} = f_{\max}/f_{\min}$ . Часто смугу робочих частот або коефіцієнт перекриття діапазону визначають окремо для кожного параметра.

### 1.4 Поляризаційні властивості антен

Поляризація передавальної антени визначається за поляризацією її поля випромінювання, як правило поля випромінювання електричного вектора. Взагалі вектор  $E$  у кожній точці простору з часом змінює як величину, так і напрямок. Ці зміни описуються поляризаційними характеристиками антени.

При розгляді поляризаційних характеристик зручно ввести дві додаткові площини – площину поляризації і картинну площину.

Площина поляризації містить вектор  $E$  та напрямок поширення хвилі до точки спостереження  $M$ . Якщо площа поляризації обертається навколо напрямку поширення, то обертається й площина поляризації.

Поляризація називається лінійною, якщо площина поляризації з часом не змінює своєї орієнтації в просторі. При цьому розрізняють горизонтальну поляризацію (вектор  $E$  паралельний до земної поверхні), вертикальну поляризацію (площина поляризації перпендикулярна поверхні землі) і

нахилену поляризацію. Поляризація поля називається обертовою, якщо площина поляризації обертається, один оберт за період високочастотних коливань поля.

Картинна площина перпендикулярна напрямку поширення й проходить через точку спостереження.

Еліптична поляризація є найбільш загальним випадком поляризації. При цьому кінець електричного вектора описує в картинній площині еліпс, що обертається з кутовою швидкістю  $\omega$ .

Поляризаційні характеристики поля й антени повністю визначаються параметрами еліпса:

- кутом нахилу  $\gamma$  великої осі еліпса до осі  $\theta$  обраної системи координат; цей кут називається кутом нахилу поляризаційного еліпса;
- коефіцієнтом рівномірності еліптичної поляризації (коефіцієнт еліптичності), який визначається відношенням малої півісі еліпса до великої:

$$K_e = \frac{b}{a};$$

- напрямком обертання електричного вектора, який визначається наступним чином: якщо дивитися вслід хвилі, що відходить, і при цьому бачити, що вектор  $E$  обертається за годинниковою стрілкою, то поле має еліптичну поляризацію правого обертання; при оберті вектора  $E$  проти годинникової стрілки спостерігається еліптична поляризація лівого обертання.

При поляризації правого обертання коефіцієнт  $K_e$  - додатна величина, при поляризації лівого обертання – від'ємна. Якщо  $K_e = 0$ , еліпс вироджується в пряму лінію й поле має лінійну поляризацію. При  $K_e = \pm 1$  еліпс стає колом; у цьому разі говорять, що поле має кругову поляризацію.

Поляризаційна характеристика – це залежність е.р.с. у приймальній антені лінійної поляризації (приймає електромагнітні хвилі від передавальної

антени) від кута обертання цієї антени в картинній площині.

Спрямовані властивості антен обертової поляризації характеризують парціальними ДС для взаємно перпендикулярних компонент:  $F_\theta(\theta, \varphi)$  для складової  $E_\theta$  і  $F_\varphi(\theta, \varphi)$  для складової  $E_\varphi$ , або так званою ДС за повною потужністю  $F^2(\theta, \varphi) = \Pi^2(\theta, \varphi)/\Pi_{\max}$ , де  $\Pi$  – величина аналогічна модулю вектора Пойтінга для поля лінійної поляризації; визначається щільністю потоку потужності через одиничну площадку для поля обертової поляризації.

*Антени з круговою поляризацією.*

Антени з круговою поляризацією можуть бути отримані збудженням двох ортогональних мод антени з зсувом фаз сигналів у 90 градусів; також при круговій поляризації випромінюваної хвилі використовують чотири точки збудження з певними фазами.

### 1.5 Особливості характеристик випромінювання планарних структур

Розглянемо характеристики мікросмушкової дискової антени на прикладі представлення її як циліндричної порожнини з магнітними стінками.

За допомогою дискових резонаторів можна отримувати як лінійну так і кругову поляризацію. Для товщини підложки багато меншій за довжину хвилі у вільному просторі ( $h \ll \lambda$ ), мікросмушковий дисковий резонатор може бути представлений як циліндрична порожнина з магнітними стінками.

При використанні в якості випромінювача круглого дискового резонатора центр випромінювача з'єднаний з перетинкою з екраном, а збуджуючий зонд знаходиться на деякій відстані від центру і живиться за допомогою коаксіальної лінії через зазор у екрані. Діаметр диску обирається з умов збудження хвилі нижчого типу. Точка живлення визначається з умов узгодження з живлячим трактом, але слід завжди зважати, що опір зменшується при наближенні до центру диску і у центрі дорівнює нулю.

*Випромінюючий елемент.*

Поля у діелектричному шарі відповідають аналогічним у ТМ хвилях:

$$E_z = E_0 \cdot J_n(k \cdot \rho) \cdot \cos n\psi ;$$

$$H_\rho = -\frac{j\omega\varepsilon}{k^2 \cdot \rho} \cdot E_0 \cdot J_n(k \cdot \rho) \cdot \sin n\psi ;$$

$$H_\psi = -\frac{j\omega\varepsilon}{k} \cdot E_0 \cdot J'_n(k \cdot \rho) \cdot \sin n\psi ,$$

де  $k$  – це діелектрична стала,  $J_n$  – функція Бесселя першого роду  $n$ -ого порядку. Стан розімкнутого краю потребує, щоб  $J'_n(ka) = 0$ , де  $a$  – це радіус диску. Таким чином для кожної структури точний радіус може бути знайдений за нулями похідної функції Бесселя.

Випромінювання з диску з'являється з  $E$  поля крізь апертуру між диском та площиною заземлення у точці  $\rho = a$ . Точна поведінка поля  $E_0$  крізь зазор невідома, але для малих просторів реалістичною апроксимацією є те, що ця величина константа. Випромінююча структура круглого диску у верхній частині простору визначається використовуючи теорію зображення та переміщення площини заземлення дублюванням еквівалентного магнітного струму:

$$\bar{M} = 2[\bar{E}, \bar{n}],$$

де  $E$  – це електричне поле в апертурі та  $n$  – нормальний вектор, направлений у зовнішній простір. Дальні поля у стандартних сферичних координатах можуть бути знайдені за потенціальною функцією чи з подвійного рішення кругових петельних антен:

$$E_{\theta} = -j^n \cdot k_0 \cdot \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \frac{V_0 a}{2} \cdot B_M(k_0 \cdot a \cdot \sin \theta) \cos n\varphi ;$$

$$E_{\phi} = -j^n \cdot k_0 \cdot \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \frac{V_0 a}{2} \cdot B_P(k_0 \cdot a \cdot \sin \theta) \cdot \cos \theta \cdot \sin n\varphi ,$$

де  $B_P(X) = J_{n-1}(X) + J_{n+1}(X)$  та  $B_M(X) = J_{n-1}(X) - J_{n+1}(X)$ .

Краєва напруга при  $\psi = 0$  визначається як  $V_0 = h \cdot E_0 \cdot J_n(ka)$ . Дальні поля при  $n = 0$  коло симетричні. Стан коли  $n = 1$  застосовується в багатьох випадках, тому що це єдиний стан, що не має нуля у випромінюючому елементі, нормальному до структури.

*Резонансні частоти.*

Резонансні частоти ТМ хвиль у диску визначаються наступним чином:

$$f_{nm} = \frac{\alpha_{nm} \cdot c}{2 \cdot \pi \cdot a_{ef} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} ,$$

де  $\alpha_{nm}$  – це  $m$ -й нуль похідної функції Бесселя порядку  $n$ ,  $c$  – швидкість світла у вільному просторі та  $\epsilon_r$  – відносна діелектрична проникливість підложки. Основний тип хвилі це ТМ<sub>11</sub>, що має найнижчу резонансну частоту. Ефективний радіус  $a_{ef}$ , трохи більший за фізичний радіус, був введений, щоб врахувати побічні поля на краях резонатора:

$$a_{ef} = a \cdot \left[ 1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot a \cdot \epsilon_r} \left( \ln \frac{\pi \cdot a}{2 \cdot h} + 1.7726 \right) \right]^{1/2} , a/h \gg 1 .$$

Ця корекція визначає радіус з помилкою менш ніж у 2.5 відсотка.

*Випромінююча потужність.*

Потужність, що випромінюється через верхню половину простору знаходиться інтегруванням комплексного вектору Пойтінга над замкненою поверхнею. Випромінююча провідність крізь зазор у  $\psi = 0$  буде визначатись як провідність, що буде розсіювати таку саму потужність як та, що випромінюється диском:

$$G_{\text{вин}} = \varepsilon_{n0} \cdot \frac{(k_0 \cdot a)^2}{480} \cdot \int_0^{\pi/2} [B_M^2(k_0 \cdot a \cdot \sin \theta) + \cos^2 \theta \cdot B_P^2(k_0 \cdot a \cdot \sin \theta)] \cdot \sin \theta \cdot d\theta,$$

$$\text{де } \varepsilon_{n0} = \begin{cases} 2, n = 0 \\ 1, n \neq 0 \end{cases}.$$

До тих пір, поки антена залишається електрично тонкою, випромінююча провідність не залежатиме від заповнення простору між диском на заземленою площиною.

*Спрямованість.*

Спрямованість антени визначається як відношення максимальної густини потужності до середньої випромінюючої густини потужності. Спрямованість дискової антени при  $n = 1$  визначається як:

$$D = \frac{(k_0 \cdot a)^2}{120 \cdot G_{\text{вин}}},$$

де  $G_{\text{вин}}$  – випромінююча провідність.

*Діелектричні втрати.*

Втрати потужності у діелектрику, що відносяться до неідеального стану підложки, можуть бути отримані засобами пертурбаційної техніки. Відомий розподіл поля вільних втрат використовується для обчислення втрат у системі, і звідси еквівалентна провідність крізь зазор у  $\psi = 0$  визначається як:



$$G_{\text{вир}} = \frac{\varepsilon_{n0} \cdot \tan \delta}{4 \cdot \mu_0 \cdot h \cdot f_{nm}} \left[ (k \cdot a)^2 - n^2 \right].$$

Діелектричні втрати пропорційні втратам тангенсу діелектрика. Для даного режиму значення діелектричних втрат падає зі збільшення резонансної частоти та товщини діелектрика. Однак, зі зміною резонансної частоти фізичний радіус диску теж повинен змінюватись для того, щоб виконувались резонансні умови.

#### *Омічні втрати.*

Провідники завжди мають граничну провідність  $i$ , як слід, наявність поверхневого опору  $R_{\text{пов}}$ . Взагалі дуже складно знайти точне значення полів коли провідники мають граничну провідність. Однак, якщо значення  $R_{\text{пов}}$  дуже мале, значення полів дуже близькі до випадку полів вільних втрат, та еквівалентна провідність крізь зазор у  $\psi = 0$  що розсіює таку ж саму потужність як провідники:

$$G_{\text{вир}} = \frac{\varepsilon_{n0} \cdot \pi (\pi \cdot f_{nm} \cdot \mu_0)^{3/2}}{4 \cdot h^2 \cdot \sqrt{\sigma}} \left[ (k \cdot a)^2 - n^2 \right].$$

Омічні втрати стають меншими коли резонансна частота та товщина діелектричного шару збільшуються для структури з фіксованими модами.

#### *Вхідний опір.*

Вхідний опір мікросмушкової антени при резонансі має реальне значення. Якщо точка живлення розташована вздовж радіусу при  $\psi = 0$ , вхідний імпеданс може бути представлений як:

$$Z_{\text{ex}}(p) = \frac{1}{G} \cdot \frac{J_n^2(k \cdot p)}{J_n^2(k \cdot a)}$$

коли вхідна потужність залежить від позиції живлення. Загальна провідність  $G$ , що відноситься до краю, є сумою еквівалентних провідностей випромінювання, діелектричних та омичних втрат, що були визначені вище.

### 1.6 Постановка задачі

У сучасних бездротових системах зв'язку та зростанні інших бездротових додатків широка смуга пропускання, багатодіапазонні [7-8] та низькопрофільні антени користуються великим попитом як для комерційних, так і для військових застосувань. Це поклало початок дослідженням антен у різних напрямках; один із них використовує елементи антени фрактальної форми. Традиційно кожна антена працює в одній або двох смугах частот [7-8], де для різних застосувань потрібні різні антени. Це спричинить обмежений простір і проблему з місцем. Щоб подолати цю проблему, можна використовувати багатодіапазонну антену, де одна антена може працювати в багатьох діапазонах частот. Одним з методів побудови багатодіапазонної антени є застосування фрактальної форми до геометрії антени [9].

В кваліфікаційній роботі бакалавра необхідно реалізувати підхід щодо патч-антени Коха із застосуванням фрактальної геометрії. Метою кваліфікаційної роботи бакалавра є дослідження широкодіапазонних властивостей фрактальних антен для їх застосування в технології 5G. Для досягнення поставленої мети треба розв'язати наступні задачі:

1. Побудувати математичну модель фрактальної антени на основі сніжинки Коха.
2. Дослідити характеристики фрактальної антени.
3. Побудувати математичну модель модифікованої фрактальної антени на основі сніжинки Коха.
4. Дослідити характеристики модифікованої фрактальної антени.

## 1.7 Висновок до першого розділу

Впровадження технології 5G потребує вдосконалення випромінювальних приладів з фрактальною геометрією. Антени, які використовують деякі з цих фрактальних геометрій мають покращені характеристики антени. Фрактальні антени на основі мікросмужкового лінійного живлення та на основі фрактальної геометрії мають резонансну частоту антени, яка знижується шляхом застосування ітераційних методів. Смугу пропускання можна оптимізувати шляхом поєднання різних геометрій.

## 2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 2.1 Застосування теорії фрактальних антен до розрахунку геометрії досліджуваної антени

У сучасних бездротових системах зв'язку широкопasmові, багатодіапазонні та низькопрофільні антени користуються великим попитом як для комерційних, так і для військових застосувань. Це поклало початок дослідженням антен у різних напрямках; один із них використовує елементи антени фрактальної форми. Традиційно кожна антена працює в одній або двох смугах частот, де для різних застосувань потрібні різні антени. Доведено, що антени фрактальної форми мають деякі унікальні характеристики, які пов'язані з різною геометрією та властивостями фракталів. Фрактали вперше були визначені Бенуа Мандельбротом у 1975 році як спосіб класифікації структур, розміри яких не є цілими числами. Фрактальна геометрія має унікальні геометричні особливості, які зустрічаються в природі. Її можна використовувати для опису розгалуження листя дерев і рослин, пересіченої місцевості, порізаності берегової лінії та багатьох інших прикладів у природі. Фрактали застосовуються в різних сферах, як-от стиснення зображень, аналіз блискавок на великій висоті, а швидкі дослідження застосовуються для створення нового типу антен. Фрактали – це геометричні форми, які можна знайти в природі, отримані після мільйонів років еволюції завдяки відбору та оптимізації.

Є багато переваг, коли застосовуються ці фрактали для розробки різних елементів антени. Завдяки застосуванню фракталів до елементів антени можна:

- Створити антену меншого геометричного розміру.
- Отримати широкопasmові резонансні частоти.
- Оптимізувати коефіцієнт підсилення антени.

- Досягти широкої смуги робочих частот або отримати багато смуг робочих частот.

Більшість фракталів мають нескінченну складність і деталізацію, які можна використовувати для зменшення розміру антени та розробки низькопрофільних антен. Завдяки концепції самоподібності можна досягти кількох діапазонів робочих частот, оскільки різні частини антени подібні одна до одної в різних масштабах. Поєднання нескінченної складності та самоподібності дає змогу розробляти антени з різними широкосмуговими характеристиками. Застосування фрактальної геометрії щодо антени забезпечує наступні переваги:

- Забезпечується широкосмуговість та багатосмуговість частотної характеристики.
- Антена має компактний розмір порівняно зі звичайними антенами.
- Забезпечується механічна простота і міцність.
- Характеристики фрактальної антени обумовлені її геометрією, а не додаванням дискретних компонентів.
- Конструкція антени забезпечує певні багаточастотні характеристики, наявні певні смуги режекції, а також певні кілька смуг пропускання.

Термін фрактал був введений французьким математиком Б. Б. Мандельбротом у 1970-х роках після його новаторських досліджень кількох природних нерегулярних і фрагментованих геометрій, які не входять до сфери традиційної евклідової геометрії. Термін бере свій початок від латинського слова *fractus*, яке пов'язане з дієсловом *frangere* (що означає: ламати). Ці геометрії, як правило, відкидалися як безформні, але Мандельброт виявив, що певні особливості можуть бути пов'язані з ними. Багато з цих кривих були визнані задовго до нього, і їх часто асоціювали з математиками минулих років. Але дослідження Мандельброта були новаторськими: він виявив спільний елемент у багатьох із цих, здавалося б,

неправильних геометрій і сформулював теорії на основі своїх висновків. Двома прикладами природних фрактальних геометрій є сніжинки та межі географічних континентів. Деякі природні явища, такі як блискавка, краще аналізувати за допомогою фракталів. Однією важливою властивістю всіх цих фракталів є їхній нерегулярний характер. Деякі приклади фракталів наведено на рис. 2.1. Більшість із цих геометрій нескінченно поділені, з кожним поділом відносно копії батьківської. Цей особливий характер цих геометрій призвів до кількох цікавих особливостей, незвичних для евклідової геометрії.

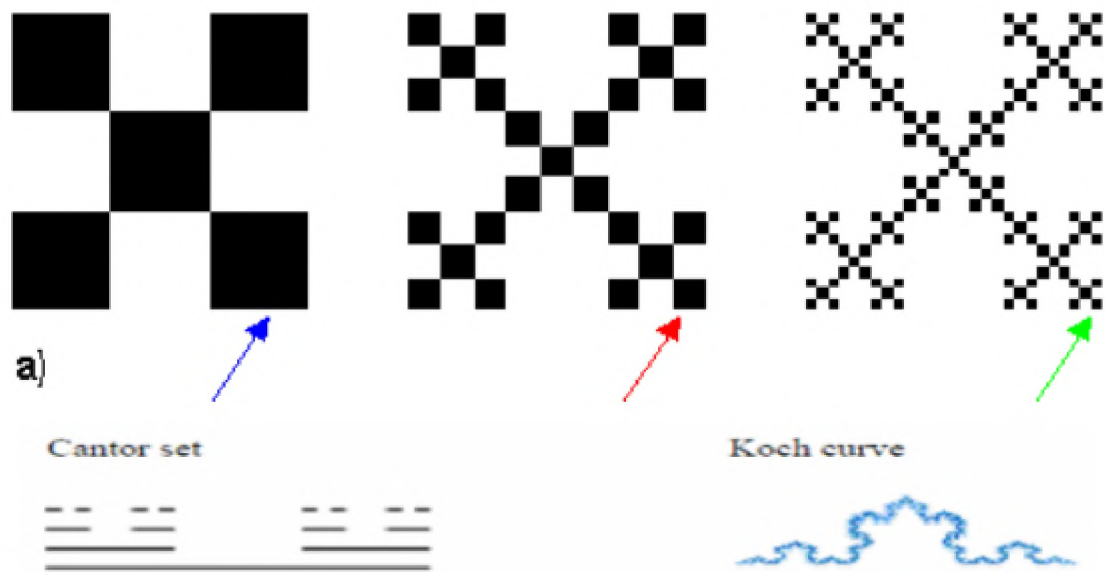


Рисунок 2.1 – Деякі типові приклади фрактальної геометрії

Мандельброт визначає термін фрактал кількома способами. Вони залежать передусім від визначення їхнього розміру. Фрактал - це набір, для якого розмірність Хаусдорфа Безіковича строго перевищує його топологічну розмірність. Кожна множина, що має нецілу розмірність, є фракталом. Але фрактали можуть мати цілу розмірність. Крім того, фрактал визначається як набір  $F$ , що:

- $F$  має тонку структуру з деталями на довільно малих масштабах;
- $F$  є занадто нерегулярним, щоб описати його традиційною геометрією;

- $F$  має певну форму самоподібності (не обов'язково геометричну, може бути статистичною);
- $F$  можна описати простим способом, рекурсивно, а фрактальну розмірність  $F$ , більшу за її топологічну розмірність геометрії, можна визначити декількома способами, більшість із яких часто призводять до того самого числа, хоча й не обов'язково.

Деякими прикладами є топологічний розмір, евклідов розмір, розмір самоподібності та розмір Хаусдорфа. Деякі з них є спеціальними формами визначення Мандельброта фрактальної розмірності. Однак найпростішим для розуміння є визначення виміру самоподібності. Щоб отримати це значення, геометрія ділиться на зменшені, але ідентичні копії.

Розглянемо фрактальну геометрію – сніжинку Коха. Геометрична побудова стандартної кривої Коха досить проста (рис. 2.2). Вона починається з прямої лінії як ініціатора. Сніжинка розділена на три рівні частини, а відрізок посередині замінено двома іншими такої ж довжини. Це перша ітерована версія геометрії, яка називається генератором. Процес повторно використовується для створення вищих ітерацій.

Розглянемо геометрію килима Серпінського. Килим Серпінського побудований подібно до прокладки Серпінського, але в ньому використовуються квадрати замість трикутників (рис. 2.3). Щоб запустити процес ітерації цієї фрактальної антени, треба починати з квадрата в площині, а потім ділити його на дев'ять менших конгруентних квадратів, де відкритий центральний квадрат опускається. Решта вісім квадратів розділені на дев'ять менших рівних квадратів.

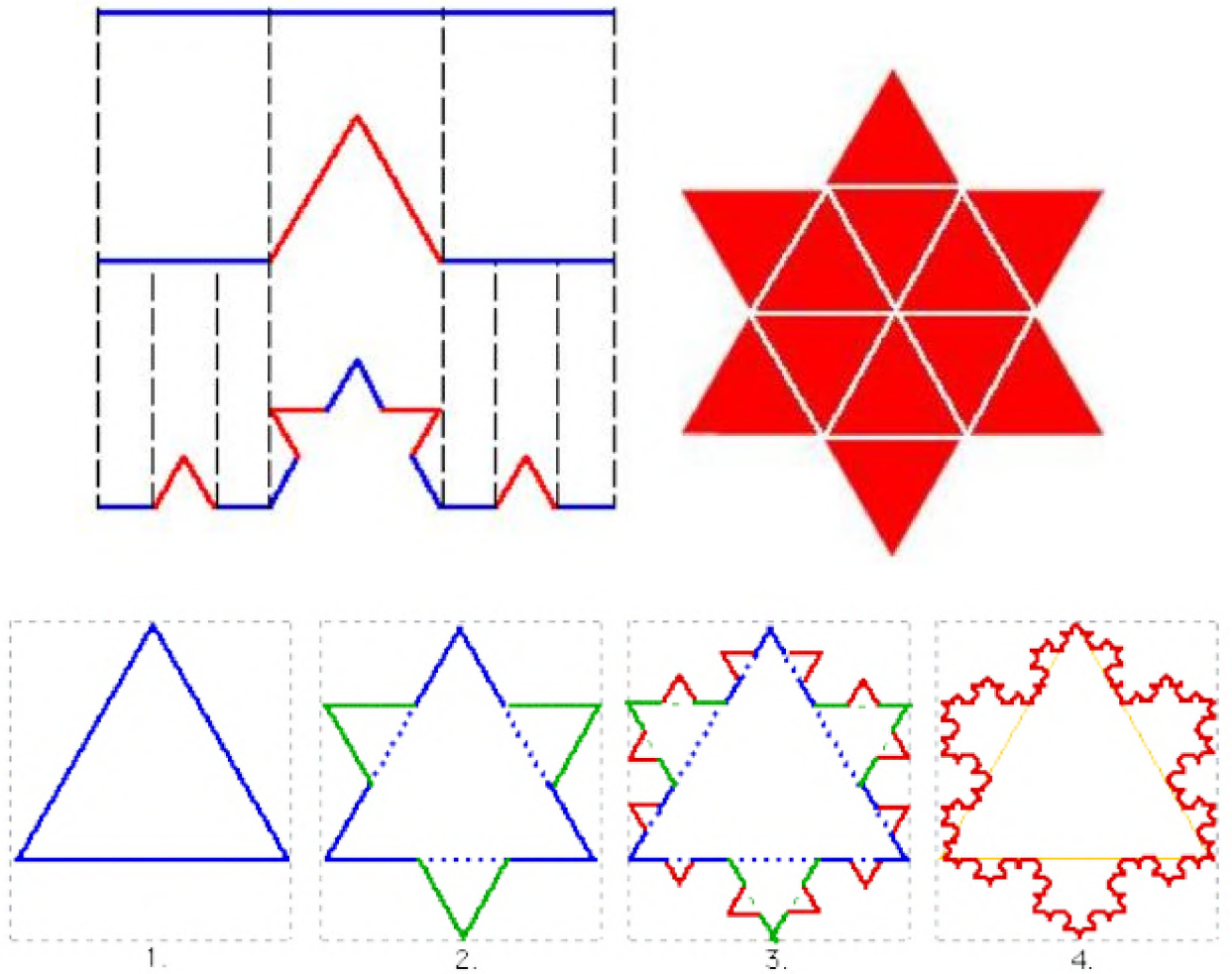


Рисунок 2.2 – Етапи побудови геометрії кривої Коха

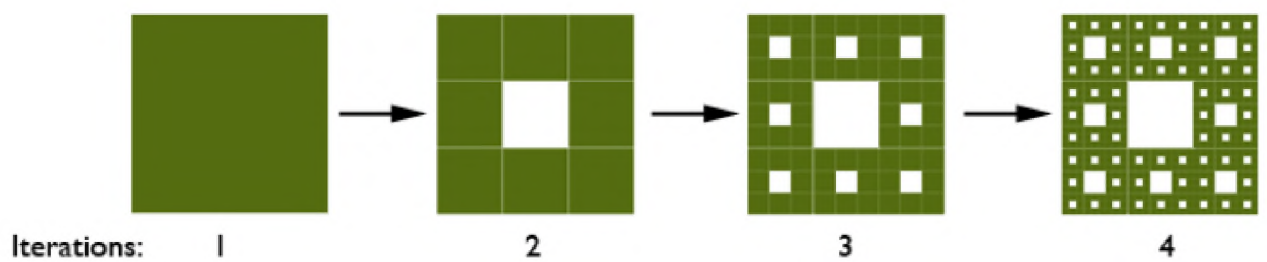


Рисунок 2.3 – Етапи побудови геометрії килима Серпінського



## 2.2 Математичне моделювання фрактальної антени на основі сніжинки Коха

Виконано дослідження антени на основі фрактальної геометрії Коха та техніки мікросмушкової лінії подачі для широкосмугового бездротового застосування. Фрактальна геометрія кривої Коха застосовується до верхньої, нижньої, лівої та правої сторони прямокутної ділянки антени (рис. 2.4). Шляхом математичного моделювання встановлено, що смуга пропускання імпедансу досліджуваної антени становить 81,26% від 3,31 - 7,84 ГГц, тобто маємо співвідношення 2:1 коефіцієнта стоячої хвилі (VSWR) в робочій смузі частот (BW).

Графічне зображення досліджуваної фрактальної антени на основі сніжинки Коха показано на рис. 2.4. При розрахунку фрактальної геометрії проведена оптимізація геометричних розмірів. Результати оптимізації геометричних розмірів антени представлено в таблиці 2.1. Тут фрактал Коха представлено у вигляді простих прямокутників на краях антени для розширення смуги пропускання антени. Досліджувана фрактальна антена розташована на одній стороні діелектричної підкладки FR-4 (товщина  $t_s=1,6$  мм і відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r=4,4$ ), яка має розміри  $14 \times 30,4 \times 1,6$  мм<sup>3</sup>. Фрактальна антена живиться за допомогою мікросмушкової лінії з хвильовим опором 50 Ом. Розміри лінії живлення становлять  $1,8 \times 10 \times 0,05$  мм<sup>3</sup> для частини лінії передачі та  $1,1 \times 5 \times 0,05$  мм<sup>3</sup> для частини четвертьхвильового трансформатора. Перша ітерація фрактальної геометрії Коха з коефіцієнтом ітерації 3 застосовується до прямокутної ділянки розміром  $10 \times 10 \times 0,05$  мм<sup>3</sup>. Запропонована антена використовує часткову площину заземлення розмірами  $14 \times 12,9 \times 0,05$  мм<sup>3</sup>.

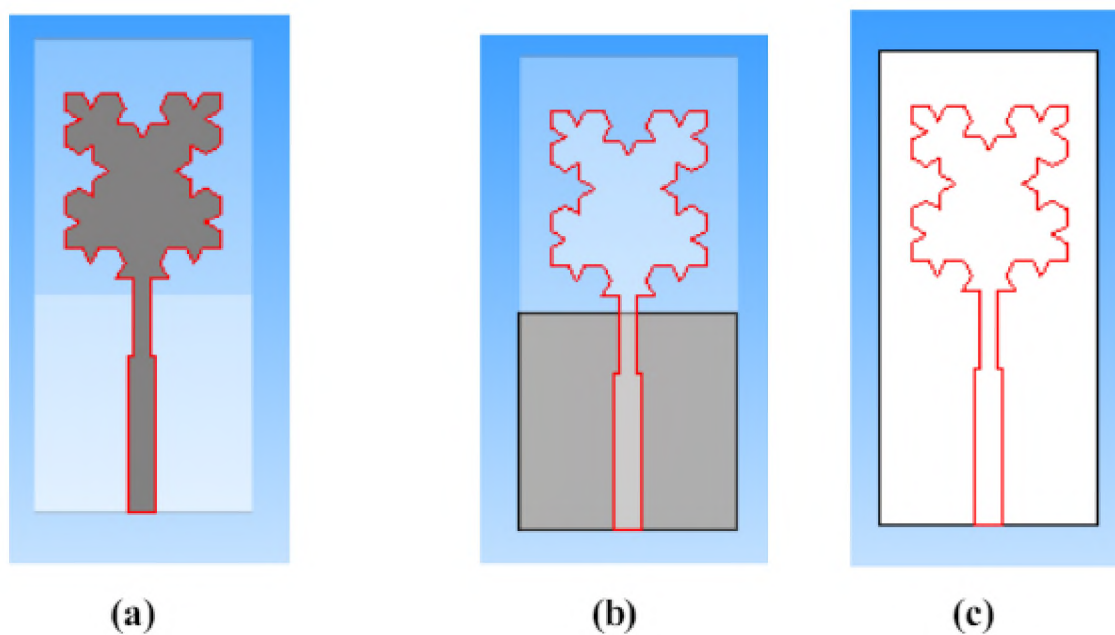


Рисунок 2.4 – Геометрія запропонованої фрактальної антени Коха:

а – вигляд спереду; б – вигляд ззаду; с – підкладка

Таблиця 2.1 – Конструктивні параметри запропонованої фрактальної антени на основі сніжинки Коха

	Довжина (L)	Ширина (W)	Висота (H)
Загальні розміри площини заземлення	14 mm	12.9 mm	0.05 mm
Загальні розміри лінії живлення	$L_q=1.1$ mm	$W_q=5$ mm	0.05 mm
Розмір верхньої частини антени	10 mm	10 mm	0.05 mm
Загальні розміри всієї випромінювальної структури	14 mm	30.4 mm	1.6 mm

Тут  $L_q$  – довжина чвертьхвильового трансформатора і  $W_q$  – ширина чвертьхвильового трансформатора.

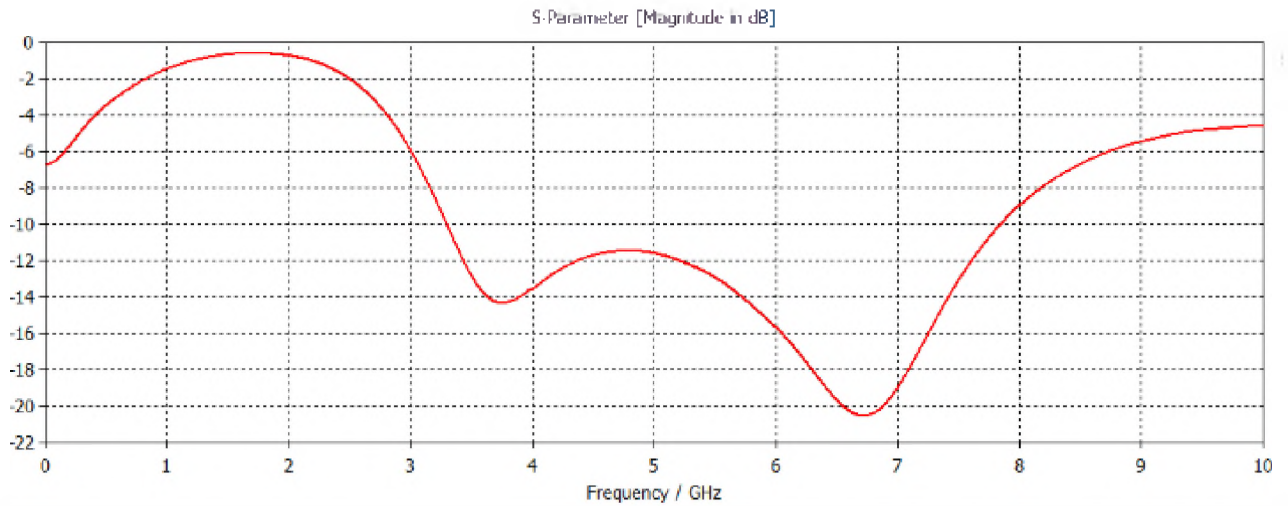
### 2.3 Результати математичного моделювання фрактальної антени

В кваліфікаційній роботі виконано математичне моделювання фрактальної антени методом скінчених різниць. Досліджено ступінь узгодження антени із лінією живлення (параметр  $S_{11}$  матриці розсіювання що виражений в дБ), або як ще його називають – зворотні втрати. Результати даного дослідження показані на рис. 2.5. На даному рисунку показані чисельні результати для двох випадків ширини пластини заземлення:  $W=12,9$  мм та  $W=13,9$  мм. З рисунка видно, що для випадку ширини пластини заземлення  $W=12,9$  мм забезпечується узгодження на рівні -10 дБ в смузі частот 3,31-7,84 ГГц. Для випадку ширини пластини заземлення:  $W=13,9$  мм досягається смуга робочих частот 3,43-7,14 ГГц. Тобто ширини пластини заземлення  $W=12,9$  мм забезпечує ширшу смугу робочих частот фрактальної антени. Встановлено, що ширина  $W$  справляє помітний вплив на робочу смугу частот фрактальної антени. Хоча довжина заземленої площини також має незначний вплив, у цьому випадку вона обиралась фіксованою. Видно, що резонансна частота зменшується зі збільшенням ширини площини заземлення, наприклад, для  $W=13,9$  мм діапазон частот зміщується від (3,31-7,84 ГГц) 82,6% до (3,43-7,14 ГГц) 70,2%. Коли ширина складає  $W = 12,9$  мм, смуга пропускання імпедансу добре узгоджена нижче -10 дБ і забезпечує широку смугу робочих частот.

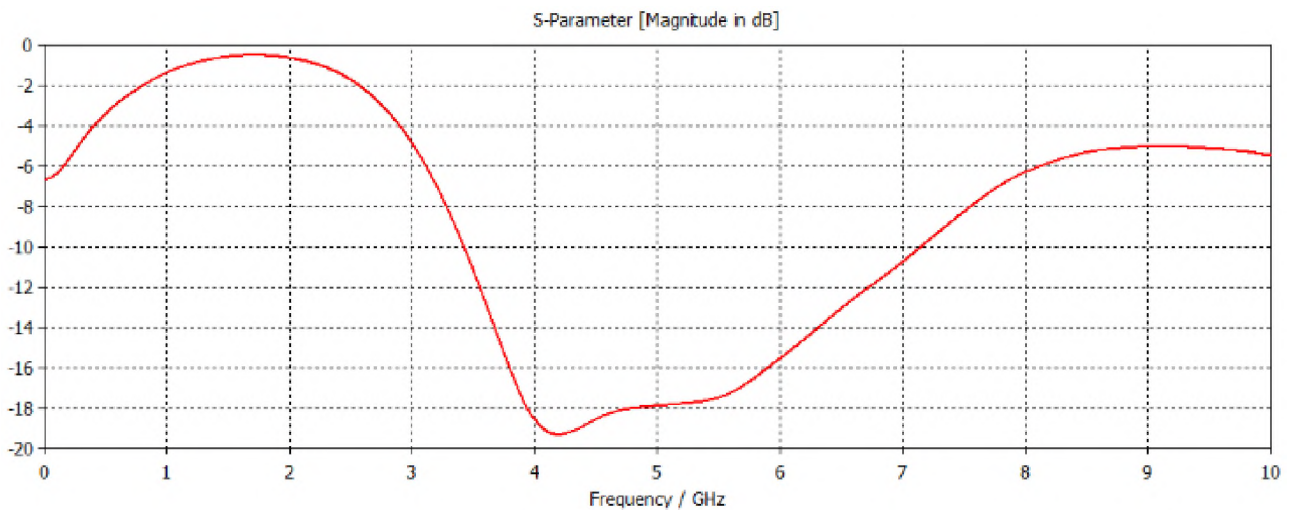
Виконано розрахунок діаграми спрямованості даної фрактальної антени в горизонтальній площині для трьох значень робочої частоти: 3,72 ГГц; 5 ГГц; 6,72 ГГц (рис. 2.6).

Робоча частота 3,72 ГГц забезпечує формування достатньо широкої головної пелюстки в основному напрямку випромінювання. При цьому в зворотному напрямку зосереджена певна частина загальної випромінювальної енергії в широкому секторі зворотних кутів випромінювання, рис.2.6, а.

Робоча частота 5 ГГц забезпечує звуження головної пелюстки в основному напрямку випромінювання (порівняно з попереднім випадком). При цьому в зворотному напрямку зосереджена певна частина загальної випромінювальної енергії, але у вузькому секторі зворотних кутів випромінювання, рис.2.6, б.

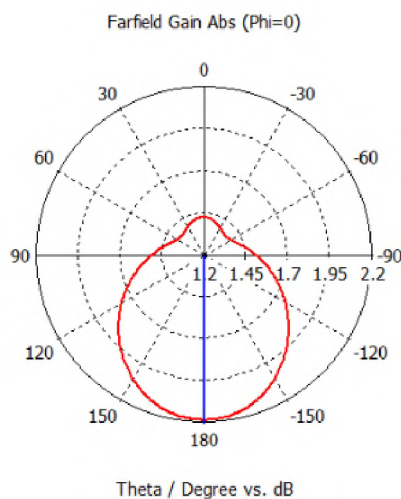


(a)



(b)

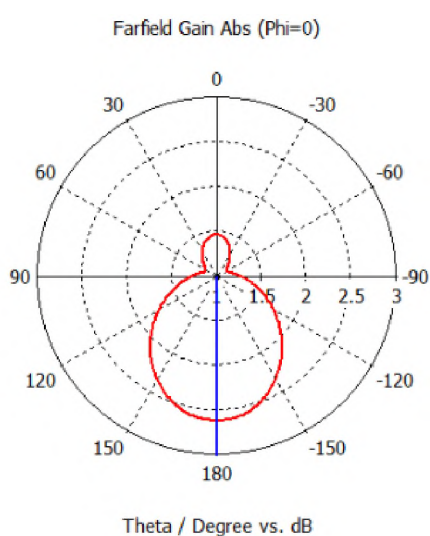
Рисунок 2.5 – Залежність параметра  $S_{11}$  від частоти для випадків різної ширини площини заземлення:  
 а –  $W=12,9$  мм; б –  $W=13,9$  мм



farfield (f=3.72) [1]

Frequency = 3.72  
Main lobe magnitude = 2.2 dB  
Main lobe direction = 180.0 deg

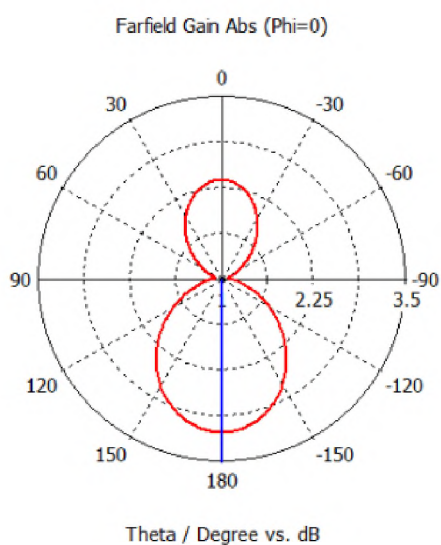
а



farfield (f=5) [1]

Frequency = 5  
Main lobe magnitude = 2.6 dB  
Main lobe direction = 180.0 deg

б



farfield (f=6.72) [1]

Frequency = 6.72  
Main lobe magnitude = 3.1 dB  
Main lobe direction = 180.0 deg.

в

Рисунок 2.6 – Діаграма спрямованості в горизонтальній площині для різних значень робочої частоти: а – 3,72 ГГц; б – 5 ГГц; в – 6,72 ГГц

Робоча частота 6,72 ГГц забезпечує подальше звуження головної пелюстки в основному напрямку випромінювання (порівняно з попередніми двома випадками). При цьому в зворотному напрямку зосереджена мала частина загальної випромінювальної енергії і в дуже вузькому секторі зворотних кутів випромінювання, рис.2.6, в.

При цьому для частоти 3,72 ГГц забезпечується коефіцієнт підсилення в головній пелюстці – 2,2 дБ; для частоти 5 ГГц забезпечується коефіцієнт підсилення в головній пелюстці – 2,6 дБ; для частоти 6,72 ГГц забезпечується коефіцієнт підсилення в головній пелюстці – 3,1 дБ.

Виконано дослідження поверхневого розподілу струму в даній антені для двох значень робочої частоти: 5 та 6,72 ГГц (рис.2.7).

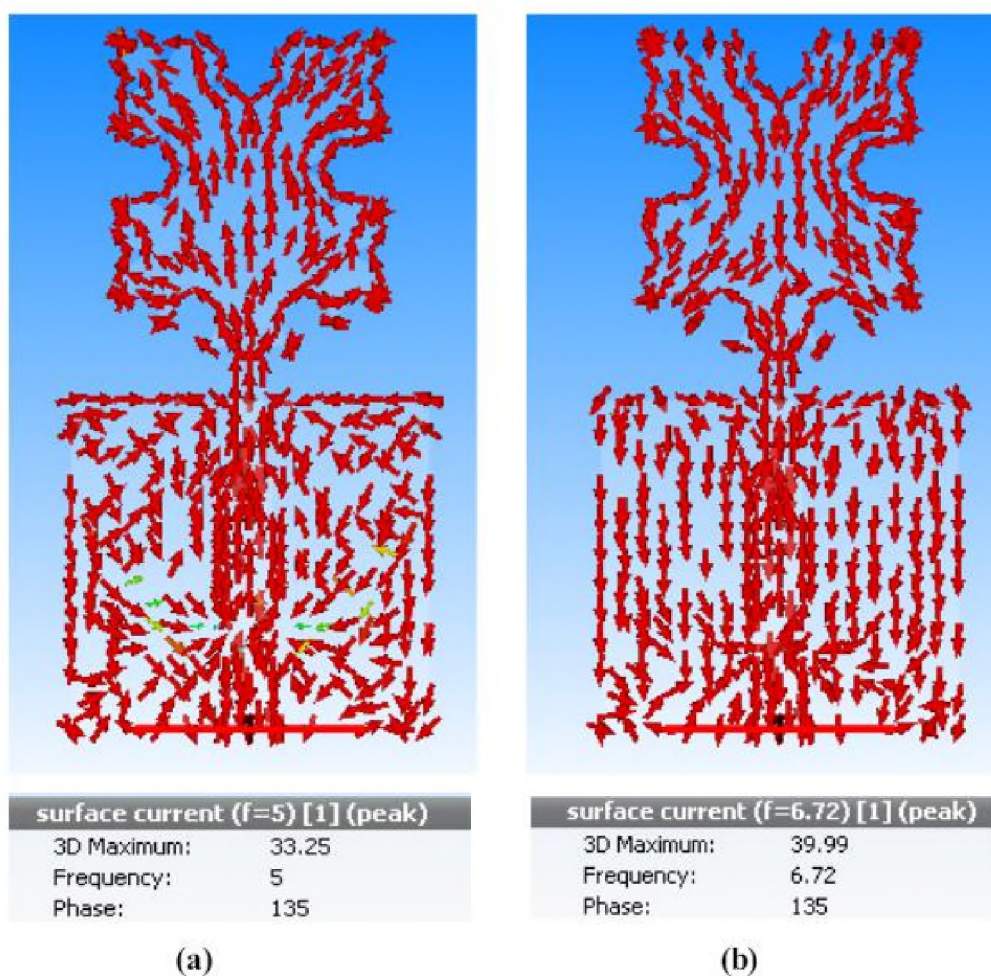


Рисунок 2.7 – Розподіл струму в антені на різних робочих частотах:

а – на 5 ГГц; б – на 6,72 ГГц

Таким чином, розглянута фрактальна антена є всенапрямленою за своєю природою при в широких значеннях робочої частоти.

Підсумкові результати дослідження фрактальної антени представлені у вигляді таблиці 2.1.

Таблиця 2.2 – Значення підсилення антени, зворотних втрат та випромінювальної ефективності залежно від робочої частоти

Значення робочої частоти, ГГц	3.72	4.2	5	6	6.72	7
Зворотні втрати, параметр $S_{11}$ , дБ	-14.68	19.33	-17.9	-15.53	-12.02	-10.75
Коефіцієнт підсилення антени, дБ	2.58	2.80	3.17	3.58	3.76	3.66
Випромінювальна ефективність антени, %	87.61	88.34	86.94	85.94	82.9	80.37

#### 2.4 Результати математичного моделювання модифікованої фрактальної антени на основі сніжинки Коха

В кваліфікаційній роботі досліджена модифікована версія попередньої розглянутої фрактальної антени на основі фрактальної геометрії Коха та техніки мікросмужкової лінії подачі для широкосмугового бездротового застосування. Особливістю геометрії розглянутої структури є те, що на прямокутній ділянці додано структуру кривої Коха. Для даної фрактальної геометрії отримано, що смугу пропускання імпедансу запропонованої моделі покращено з 81,26% (3,31-7,84 ГГц) до 85,37% з 3,31-8,24 ГГц, тобто маємо співвідношення 2:1 коефіцієнта стоячої хвилі (VSWR) в робочій смузі частот (BW).

Графічне зображення досліджуваної модифікованої фрактальної антени на основі сніжинки Коха показано на рис. 2.8.

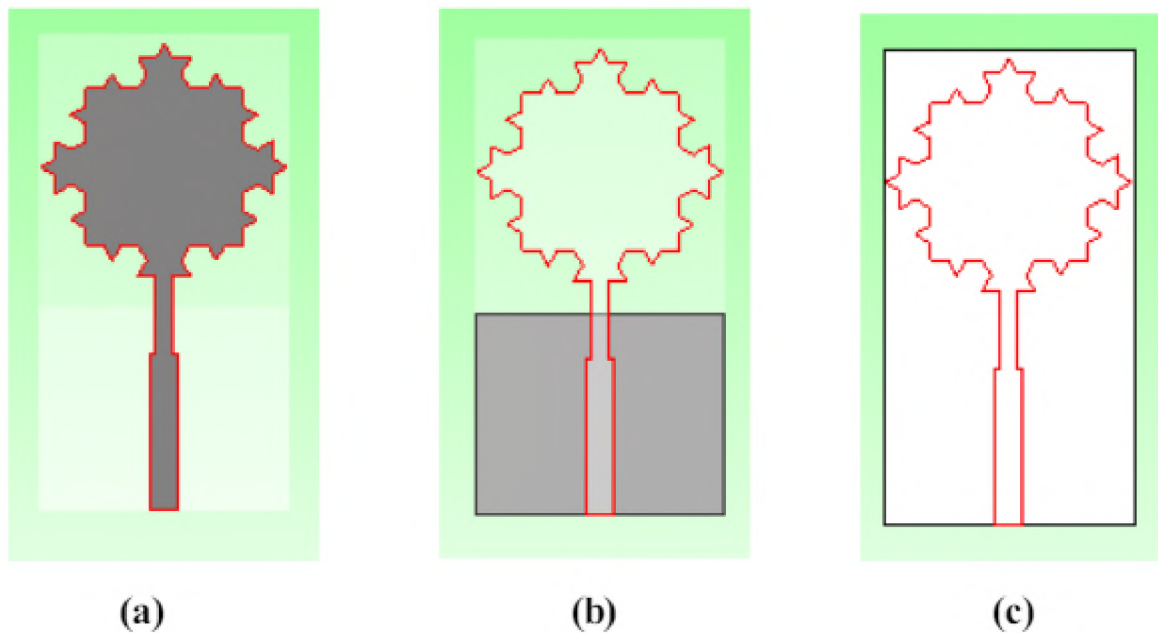


Рисунок 2.8 – Геометрія модифікованої фрактальної антени Коха:

а – вигляд спереду; б – вигляд ззаду; с – підкладка

Графічне зображення кривої Коха показано на рисунку 2.8. При розрахунку фрактальної геометрії проведена оптимізація геометричних розмірів. Результати оптимізації геометричних розмірів антени представлено в таблиці 2.3. Запропонована антена побудована на одній стороні діелектричної підкладки FR4 (товщина  $t_s=1,6$  мм і відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r=4,4$ )  $16 \times 30,4 \times 1,6$  мм<sup>3</sup>. Антена живиться за допомогою мікросмушкової лінії характеристичним опором 50 Ом, яка має розміри  $1,8 \times 10 \times 0,05$  мм<sup>3</sup> для частини лінії передачі та  $1,1 \times 5 \times 0,05$  мм<sup>3</sup> для частини чвертьхвильового трансформатора. Перша ітерація фрактальної геометрії Коха з коефіцієнтом ітерації 3 застосовується до прямокутної ділянки розміром  $10 \times 10 \times 0,05$  мм<sup>3</sup>. Запропонована модифікована антена використовує часткову заземлену площину розмірами  $16 \times 12,9 \times 0,05$  мм<sup>3</sup>.

Досліджено ступінь узгодження антени із лінією живлення (параметр  $S_{11}$  матриці розсіювання що виражений в дБ), або як ще його називають – зворотні втрати. Результати даного дослідження показані на рис. 2.9. На



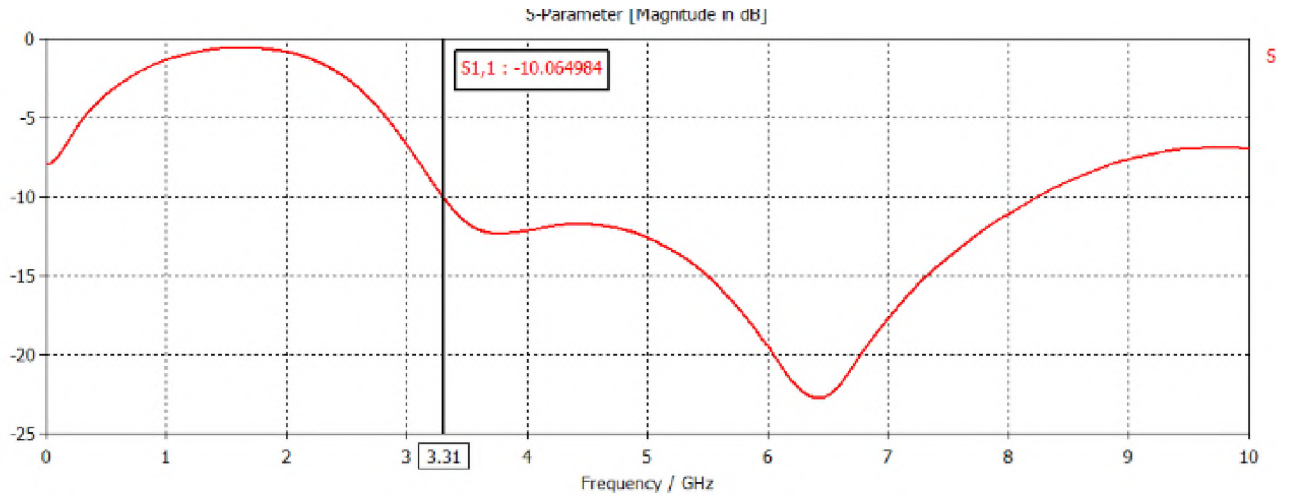
даному рисунку показані чисельні результати для двох випадків ширини пластини заземлення:  $W=12,9$  мм та  $W=13,9$  мм. З рисунка видно, що для випадку ширини пластини заземлення  $W=12,9$  мм забезпечується узгодження на рівні  $-10$  дБ в смузі частот  $3,31-8,4$  ГГц. Для випадку ширини пластини заземлення:  $W=13,9$  мм досягається смуга робочих частот  $3,4-8,11$  ГГц. Тобто ширина пластини заземлення  $W=12,9$  мм забезпечує ширшу смугу робочих частот фрактальної антени. Встановлено, що ширина  $W$  справляє помітний вплив на робочу смугу частот фрактальної антени. Хоча довжина заземленої площини також має незначний вплив, у цьому випадку вона обиралась фіксованою.

Таблиця 2.3 – Конструктивні параметри запропонованої модифікованої фрактальної антени на основі сніжинки Коха

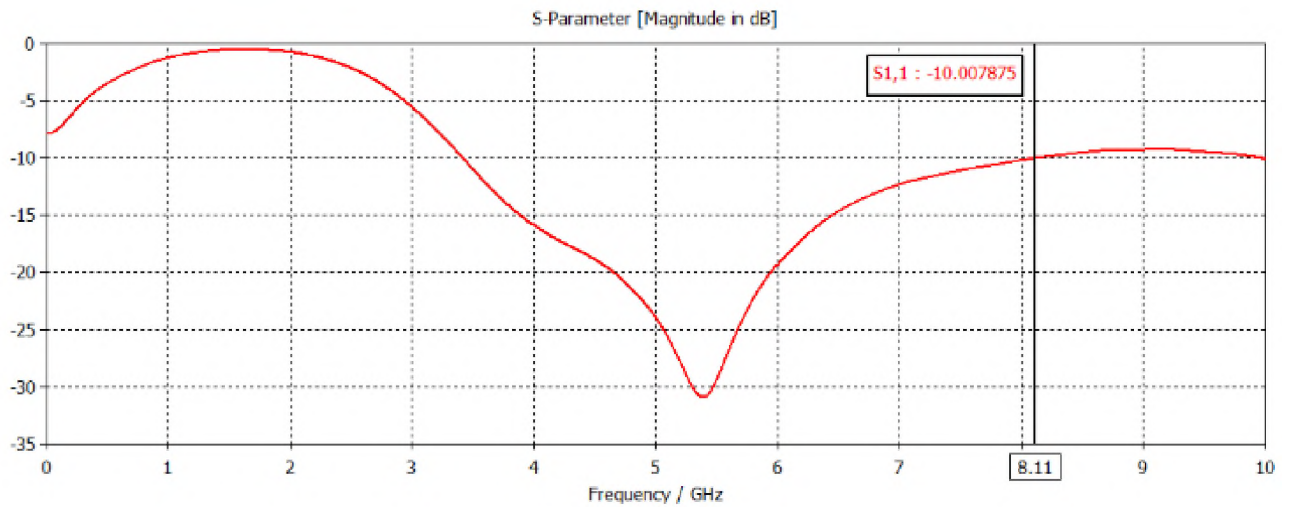
	Довжина (L)	Ширина (W)	Висота (H)
Загальні розміри площини заземлення	16 mm	12.9 mm	0.05 mm
Загальні розміри лінії живлення	$L_q=1.1$ mm	$W_q=5$ mm	0.05 mm
Розмір верхньої частини антени	10 mm	10 mm	0.05 mm
Загальні розміри всієї випромінювальної структури	16 mm	30.4 mm	1.6 mm

$L_q$  = довжина чвертьхвильового трансформатора і  $W_q$  = ширина чвертьхвильового трансформатора

Виконано розрахунок діаграми спрямованості даної фрактальної антени в горизонтальній площині для трьох значень робочої частоти: 3,7 ГГц; 5,4 ГГц; 7 ГГц (рис. 2.10).



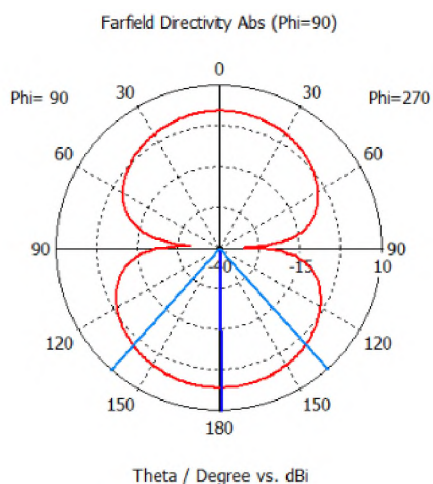
(a)



(b)

Рисунок 2.9 – Залежність параметра  $S_{11}$  від частоти для випадків різної ширини площини заземлення в модифікованій антені:

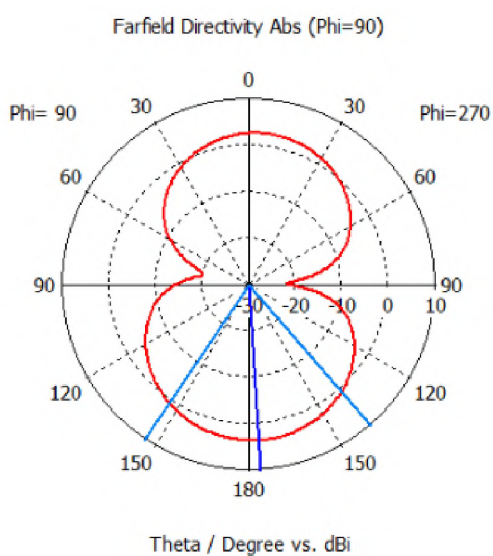
a –  $W=12,9$  мм; b –  $W=13,9$  мм



farfield (f=3.7) [1]

Frequency = 3.7  
 Main lobe magnitude = 2.6 dBi  
 Main lobe direction = 179.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 83.6 deg

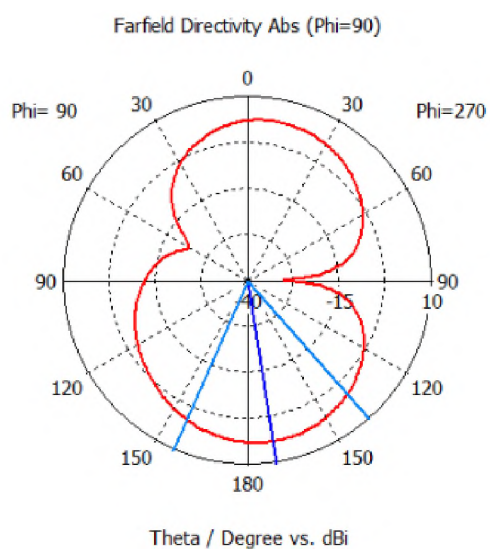
a



farfield (f=5.4) [1]

Frequency = 5.4  
 Main lobe magnitude = 3.4 dBi  
 Main lobe direction = 176.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 74.7 deg

б



farfield (f=7) [1]

Frequency = 7  
 Main lobe magnitude = 3.9 dBi  
 Main lobe direction = 171.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 65.0 deg

в

Рисунок 2.10 – Діаграма спрямованості в горизонтальній площині для різних значень робочої частоти: а – 3,7 ГГц; б – 5,4 ГГц; в – 7 ГГц

Робоча частота 3,7 ГГц забезпечує формування достатньо широкої головної пелюстки в двох напрямках випромінювання. При цьому в зворотному напрямку зосереджена майже половина загальної випромінювальної енергії в широкому секторі зворотних кутів випромінювання, рис.2.10, а.

Робоча частота 5,4 ГГц забезпечує деяке звуження головної пелюстки в основному напрямку випромінювання (порівняно з попереднім випадком). При цьому спостерігається деяке відхилення головної пелюстки., рис.2.10, б.

Робоча частота 7 ГГц забезпечує подальше звуження головної пелюстки в основному напрямку випромінювання (порівняно з попередніми двома випадками). При цьому спостерігається суттєве відхилення основної пелюстки, рис.2.10, в.

При цьому для частоти 3,7 ГГц забезпечується коефіцієнт підсилення в головній пелюстці – 2,6 дБ; для частоти 5,4 ГГц забезпечується коефіцієнт підсилення в головній пелюстці – 3,4 дБ; для частоти 7 ГГц забезпечується коефіцієнт підсилення в головній пелюстці – 3,9 дБ.

Виконано дослідження поверхневого розподілу струму в даній модифікованій антені для двох значень робочої частоти: 5,4 та 7 ГГц (рис.2.11).

Підсумкові результати дослідження фрактальної антени представлені у вигляді таблиці 2.4.

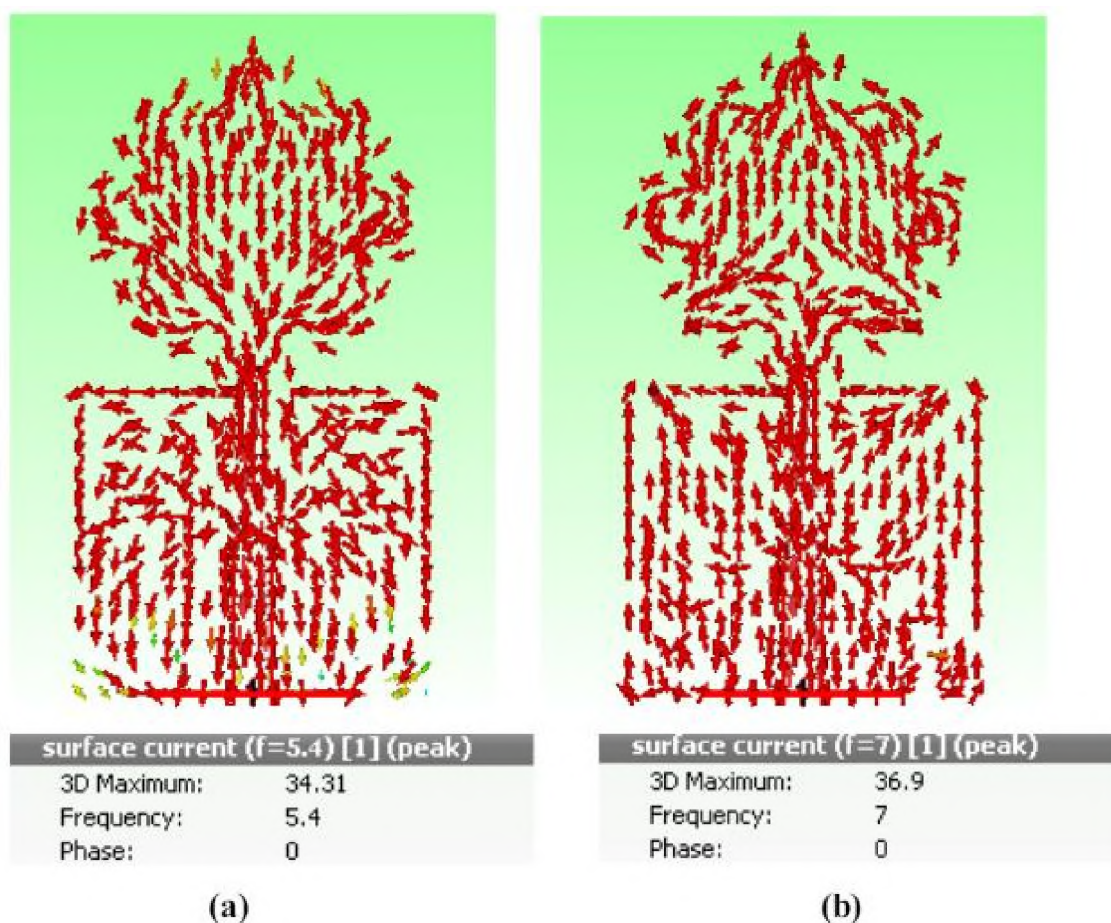


Рисунок 2.11 – Розподіл струму в модифікованій антені на різних робочих частотах: 5,4 та 7 ГГц

Таблиця 2.4 – Значення підсилення антени, зворотних втрат та випромінювальної ефективності залежно від робочої частоти в модифікованій антені

Частота, ГГц	3.7	4.5	5.4	6	7	7.5
Зворотні втрати, $S_{11}$ дБ	-12.3	-11.76	-14.35	-19.44	-17.45	-13.88
Коефіцієнт підсилення, дБ	1.96	2.22	2.75	3.1	3.2	3.05
Ефективність антени, %	87.4	85.14	87.57	90	89.38	85.6

## 2.5 Висновки до другого розділу

Аналіз фрактальної антени проводився методом кінцевих різниць. Досліджувана антена має низький профіль, є легкою за масою та легкою у виготовленні. Вона має широкосмугові характеристики. Дана антена заснована на геометрії кривої Коха. Антена працює в широкосмуговому діапазоні частот 3,31-7,84 ГГц, що забезпечує пропускну здатність 81,26% і має пікове підсилення 3,66 дБ. Друга досліджувана антена є модифікованою версією першої та має широкую робочу смугу частот 85,37% від 3,31 до 8,4 ГГц. Антена досягає ефективності 87,6% із піковим підсиленням 3,05 дБ.

### 3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Останнім часом намітився перехід з четвертого покоління мобільного зв'язку на п'яте покоління мобільного зв'язку. Однією із складових п'ятого покоління мобільного зв'язку є технологія побудови фрактальних антен. Нині відбувається пошук оптимальної конструкції фрактального випромінюючого пристрою, який має широку смугу робочих частот.

Метою кваліфікаційної роботи є дослідження широкодіапазонних властивостей фрактальних антен для їх застосування в технології 5G. Для досягнення поставленої мети у кваліфікаційній роботі дослідження особливостей випромінювання фрактальних антен. При цьому схема елементарного випромінювача повинна бути простою в технічній реалізації і також економічно вигідною.

#### 3.1 Визначення трудомісткості випромінюючого пристрою

Трудомісткість розробки випромінюючого пристрою може бути розрахована на основі системи моделей з різною точністю оцінки. Трудомісткість розробки антени можна розрахувати за формулою:

$$t = t_{тз} + t_{И} + t_A + t_{П} + t_{д}, \text{ чол-год} \quad (3.1)$$

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

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

$t_A$  – витрати праці на розробку моделі в пакеті;

$t_{П}$  – витрати праці на створення структурної схеми антени;

$t_{д}$  – витрати праці на підготовку документації.

Складові витрати праці визначаються через умовну кількість елементарних операцій в розробці антени. Умовне число елементарних операцій:

$$Q = q \cdot C \cdot (1 + p), \quad (3.2)$$

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

$C$  – коефіцієнт складності розроблюваної антени (1);

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

Звідси умовне число елементарних операцій розробки антени:

$$Q = 1 \cdot 500 \cdot (1 + 0.125) = 562.5 \quad (3.3)$$

Витрати праці на вивчення опису завдання  $t_H$  визначаються з урахуванням уточнення опису та кваліфікації інженера:

$$t_H = (Q \cdot B) / 80 \cdot K, \quad (3.4)$$

де  $B$  – коефіцієнт збільшення витрат праці внаслідок недостатнього опису завдання;

$K$  – коефіцієнт кваліфікації розробника, що визначається залежно від стажу роботи з даної спеціальності. При стажі роботи від 1 до 5 років, він складає 1.

Приймемо збільшення витрат праці внаслідок недостатнього опису завдання не більше 50% ( $B = 1.5$ ). З урахуванням коефіцієнта кваліфікації  $K = 1$  отримаємо витрати праці на вивчення опису завдання:

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

Витрати праці на розробку антени визначаються за формулою:



$$t_A = \frac{Q}{20 \cdot K}, \quad (3.6)$$

де  $Q$  – умовне число елементарних операцій в розробці антени;  
 $K$  – коефіцієнт кваліфікації розробника.

Підставивши відповідні значення у формулу (3.2), отримаємо:

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

Витрати на створення нової структурної схеми антени:

$$t_I = \frac{Q}{25 \cdot K}, \quad (3.8)$$

$$t_{II} = 562.5 / (25 \cdot 1) = 22.5 \text{ чол-год.}$$

Витрати на підготовку документації визначаються за формулою

$$t_D = t_{\partial p} + t_{\partial o}, \quad (3.9)$$

де  $t_{\partial p}$  – трудомісткість підготовки матеріалів і рукописи;  
 $t_{\partial o}$  – трудомісткість редагування, друку та оформлення документації.

$$t_{\partial p} = Q / (20 \cdot 1), \quad (3.10)$$

$$t_{\partial o} = 0,75 \cdot t_{\partial p}. \quad (3.11)$$

Підставляючи відповідні значення, отримаємо:

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

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

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

Повертаючись до формули (3.1), отримаємо повну оцінку трудомісткості розробки випромінюючого пристрою:

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

### 3.2 Витрати на створення випромінюючого пристрою

Витрати на створення випромінюючого пристрою ( $K_{\text{по}}$ ) включають витрати на заробітну плату розробника ( $Z_{\text{зп}}$ ) і вартість машинного часу, необхідного для його розробки на ЕОМ ( $Z_{\text{мв}}$ ):

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

Заробітна плата розробника визначається за формулою:

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

де  $t$  – загальна трудомісткість розробки моделі антени, чол.г;

$C_{\text{пр}}$  - середня годинна заробітна плата інженера з нарахуваннями.

З урахуванням того, що середня годинна зарплата розробника становить 74 грн/год, отримуємо:

$$Z_{\text{зп}} = 120.4 \cdot 74 = 8909,6 \text{ грн.}$$

Вартість машинного часу, необхідного для створення випромінюючого пристрою на ЕОМ, визначається за формулою:

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

де  $t_{pc}$  – трудомісткість розробки антени та створення моделі на ЕОМ, час;  
 $C_{мч}$  – вартість машинного часу ЕОМ (8 грн / год).

Підставивши у формулу (3.12) відповідні значення, визначимо вартість машинного часу, необхідного для створення випромінюючого пристрою:

$$Z_{мв} = 120,4 \cdot 8 = 963,2 \text{ грн.}$$

Звідси витрати на розробку випромінюючого пристрою:

$$K_{по} = 8909,6 + 963,2 = 9872,8 \text{ грн.}$$

Очікуваний період розробки випромінюючого пристрою:

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

де  $B_k$  – число інженерів (дорівнює 1),

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

Підставивши відповідні значення, отримаємо:

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

### 3.3 Капітальні витрати

Капітальні витрати включають в себе кошти, які призначені для створення і придбання основних фондів і нематеріальних активів, що підлягають амортизації.

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

Таким чином, капітальні витрати на здійснення проектного варіанту складають:

$$K_{\text{пр}} = K_{\text{об}} + K_{\text{тр}} + K_{\text{мн}} \quad (3.1)$$

де  $K_{\text{об}}$  – вартість обладнання (60000 грн)

$K_{\text{тр}}$  – транспортні витрати

$K_{\text{мн}}$  – витрати на монтаж і налагодження устаткування

$$K_{\text{тр}} = 6\% \times K_{\text{об}} = 3600 \text{ грн.}$$

$$K_{\text{мн}} = 9\% \times K_{\text{об}} = 5400 \text{ грн.}$$

$$K_{\text{пр}} = 60000 + 3600 + 5400 = 69000 \text{ грн.}$$

#### 3.4 Залежність ціни випромінюючого пристрою від попиту

Ціна на розробку випромінюючого пристрою у вигляді фрактальної антени розраховується з урахуванням капітальних затрат  $K_{\text{пр}}$  та витрат на розробку  $K_{\text{роз}}$ :

$$\Delta C = K_{\text{пр}} + \frac{K_{\text{роз}}}{N_{\text{моб}}} \quad (3.3)$$

де  $N_{\text{моб}}$  – кількість випромінюючих елементів.

Візьмемо 100 випромінюючих елементів:

$$\Delta C = 60000 + 9872,2/100 = 60098,722 \text{ грн}$$

Також приведемо розрахунок при кількості 10000 випромінюючих елементів:

$$\Delta Ц = 60000 + 9872,8 / 10000 = 60000,98728 \text{ грн}$$

Отже видно, що при збільшенні попиту на фрактальні антени, ціна на розробку нових випромінюючих пристроїв буде рівномірно розподілятися між іншими пристроями, а загальна ціна кожної фрактальної антени буде зменшуватися.

Крім того, якість зв'язку 5G покращується за рахунок покращення характеристик прийому/передачі фрактальної антени, що позитивно впливає на попит, отже й на прибуток підприємства.

### 3.5 Визначення економічної переваги розробленого випромінюючого пристрою

Розробка випромінюючого пристрою дозволить покращити характеристики фрактальної антени, що повисить якість прийому/передачі даних від між пристроями. Розроблений випромінюючий пристрій надає якісний прийом та передачу даних без великих втрат і гарантує високий попит на його використання. Виявлено, кілька аналогів, вартість яких в середньому складає 980000 грн. Виходячи з витрат на створення даного випромінюючого пристрою, пропонується призначити середню вартість у розмірі 60001 грн., що на 38000 грн. дешевше середньої вартості його аналогів.

### 3.6 Існуючі аналоги

Більшість розробників випромінюючих пристроїв патентують конструкцію своїх пристроїв. Тому рекомендації з вибору геометричних розмірів та загальний процес, що відбувається в цій антені попадає під

охорону як об'єкт інтелектуальної власності. Хоча нині типи мікросмушкових антен і використовується в бездротових пристроях відомості про них в літературі є досить обмеженими. Тому метою кваліфікаційної роботи є дослідження характеристик випромінюючого пристрою шляхом математичного моделювання.

### 3.7 Висновки до третього розділу

Виконавши розрахунок витрат на розробку випромінюючого пристрою та аналізу існуючих аналогів, була виявлена її конкурентоспроможність, де призначена вартість у розмірі 60001 грн.

Вартість розробки поліпшеного випромінювального елемента становить 9872,8грн.

Очікуваний час розробки складає 22 дні. Цей термін пов'язаний з досить великим часом на дослідження та аналіз існуючих моделей, розробкою випромінюючого пристрою, створення структурної схеми та підготовку документації.

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

## ВИСНОВКИ

В кваліфікаційній роботі розглянуто математичне моделювання фрактальних антен. Зокрема, проведено математичне моделювання фрактальної антени для її використання в п'ятому поколонні мобільного зв'язку. Запропонована конструкція фрактальної антени має мікросмужкову лінійну живлення, а змінна структурна форма антени базується на фрактальній геометрії. Показано, що резонансну частоту антени та смугу робочих частот можна змінювати шляхом застосування ітераційних методів фрактальної геометрії. Запропонована конструкція фрактальної антени має низький профіль, легку вагу та високу технологічність щодо її виготовлення.

Аналіз характеристик розробленої фрактальної антени показав, що така антена має широку смугу робочих частот та може бути застосована в п'ятому поколінні мобільного зв'язку. В основі першої конструкції фрактальної антени лежить геометрія сніжинки Коха. Така антена може працювати в широкому діапазоні частот: від 3,31 до 7,84 ГГц. Тобто забезпечується пропускну здатність 81,26%. З енергетичної точки зору така конструкція фрактальної антени забезпечує ефективність у 83,2%. Максимальний коефіцієнт підсилення антени складає 3,66 дБ. Друга запропонована конструкція фрактальної антени є модифікацією попередньої антена. З рахунок модифікації форми антени вдалось розширити смугу робочих частот, і тепер вона складає 85,37%. Модифікована фрактальна антена працює від 3,31 до 8,4 ГГц. Енергетична ефективність модифікованої фрактальної антени складає 87,6%. Максимальний коефіцієнт підсилення модифікованої антени складає 3,05 дБ.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Puente C. Fractal multiband antenna based on Sierpinski gasket. *Electron. Lett.* 1996. vol. 32. P. 1-2.
2. Puente-Baliarda C. On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna. *IEEE Trans. Ant. Propagat.* 2008. vol. 46. P. 517524.
3. Cohen N. Fractal antenna applications in wireless telecommunications. *Proc. of Electronics Industries Forum of New England.* 2017. IEEE. P. 43-49.
4. Puente-Baliarda C. Small but long Koch fractal monopole. *Electron. Lett.* 2008. vol. 34. P. 9-10.
5. Madelbrot B.B. The Fractal Geometry of Nature. New York: W.H. Freeman, 1983.
6. Peitgen H.O. Chaos and Fractals: New Frontiers of Science. New York: Springer-Verlag, 1992.
7. Falconer K.J. Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Applications. New York: Wiley, 1990.
8. Kaye B.H. A random walk through fractal dimensions. New York: VCH, 1994.
9. Cherepanov G.P. Fractal fracture mechanics. *Engineering Fracture Mechanics.* 1995. vol. 51. P. 997-1033.
10. Jeng J.H. Fractal finite element mesh generation for vibration problems. *J. Acous. Soc. Amer.* 2008. vol. 82. P. 1829-1833.
11. Werner D.H. Genetically Engineered dual-band fractal antennas. *IEEE AP-S Inter. Symp.* 2010. Vol. 3. P.628- 631.
12. Vinoy K.J. Multiband characteristics and fractal Dimension of dipole antennas with Koch curve geometry. *IEEE 2002 AP-S Inter. Symp.* 2012.
13. 13. Stutzman W.L. Antenna theory and Design. New York: John Wiley, 1981.



14. Stevens R.T. Fractal Programming in C. Redwood City, CA: M&T Books, 1989.
15. Vinoy K.J. Hilbert curve fractal Antenna: a small resonant antenna for VHF/UHF applications. *Microwave & Optical Technology Letters*. 2015. vol. 29. P. 215-219.
16. Peitgen H.-O. Fractals in the Fundamental and Applied Sciences. Amsterdam: North Holland, 1991.
17. Song. C.T.P. Sierpinski monopole Antenna with controlled band spacing and input impedance. *Electron. Lett.* 2019. vol. 35. P. 1036-1037.
18. Yeo J. Modified Sierpinski gasket patch antenna for multi-band Applications. *IEEE AP-S Inter. Conf.* 2011. Vol. 3. P. 134-147.
19. Varadan V.K. Novel Microwave planar phase shifter. *Microwave J.* 2015. vol 38, 1995.
20. Jos K.A. Electronically tunable microstrip Patch antenna. *Microwave Opt. Technol. Lett.* 2012. vol. 20. P. 166-169.

## ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	2	
2	A4	Список умовних скорочень	2	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	2	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	24	
6	A4	Спеціальна частина	18	
7	A4	Економічний розділ	6	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Перелік посилань	2	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
13	A4	Додаток Г	1	

## ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

- 1 Презентація Дорофєєва.ppt
- 2 Диплом Дорофєєва.doc

## ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

Керівник розділу

---

(підпис)

Романюк Н.

(прізвище, ініціали)

ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи

**ВІДГУК**

на кваліфікаційну роботу студента групи 172-20-1 Дорофеевої К.О.

на тему: «Дослідження фрактальної антени для технології 5G»

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 69 сторінках.

Мета роботи є актуальною, оскільки вона спрямована на дослідження особливостей випромінювання фрактальної антени для п'ятого покоління мобільного зв'язку.

При виконанні роботи авторка продемонструвала добрий рівень теоретичних знань і практичних навичок. На основі аналізу принципів побудови випромінювальних пристроїв в п'ятому покоління мобільного зв'язку, а також існуючих мобільних мереж сформульовано задачі, вирішенню яких присвячений спеціальний розділ. У ньому виконано дослідження особливостей випромінювання фрактальної антени.

Практична цінність роботи полягає у тому, що запропонований підхід може бути використаний на рухомих об'єктах, а також у військових будівлях.

До недоліків роботи слід віднести недостатню проробку окремих питань.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі не перевищує вимог «Положення про систему виявлення та запобігання плагіату».

В цілому робота задовольняє усім вимогам, а її автор Дорофеева К.О. заслуговує на оцінку «відмінно» та присвоєння кваліфікації «Бакалавр з телекомунікацій» за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка.

**Керівник роботи,**

**проф.**

**В.І. Магро**