

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«ФАЗОВАНА АНТЕННА РЕШІТКА З 3Х3 ЕЛЕМЕНТІВ ЯГІ-УДА»

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м
спеціальності 172 Електронні комунікації та
радіотехніка

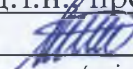
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)



Круглюк М.Ю.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

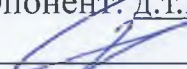


Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

«12» 12 2025 р.

Опонент: д.т.н., доц., професор каф. ІКСТ



Михалевський Д.В.

(прізвище та ініціали)

«15» 12 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«16» 12 2025 р.

Вінниця ВНТУ - 2025 рік

Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань – 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
Спеціальність – 172 Електронні комунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2025 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ
Круглюку Миколі Юрійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Фазована антенна решітка з 3х3 елементів Ягі–Уда»

керівник роботи д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС Семенов А.О.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від 24.09.2025 р. №313.

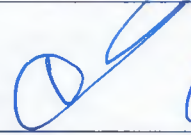
2. Строк подання студентом роботи 12.12.2025р.

3. Вихідні дані до роботи: Центральна частота 1000 МГц; Робоча смуга 900–1100 МГц; Крок решітки 0,15 м; Довжина елемента (Uda–Yagi) 0,144 м; Габарити решітки 0,30 м × 0,30 м; Множник решітки 9.54 dB; Максимальне підсилення 17,4 dBi; Коефіцієнт спрямованості не менше 55; Орієнтовний внесок підсилення одного елемента ≈ 7.9 dBi; Ширина головного променя по рівню половини потужності 18°–22°; Рівень бічних пелюсток –12...–18 dB; Хвильовий опір фідера 50 Ом; Вхідний опір з урахуванням взаємодії 55–65 Ом; ККД решітки 75%; Максимальний кут сканування $\pm 25^\circ$.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Огляд конструкцій фазованих антенних решіток дровових антен. Теоретичні основи та аналіз сучасних досліджень у галузі антен Ягі–Уда. Дослідження фазованих антенних решіток дровових випромінювачів. Комп'ютерне моделювання фазованої антенної решітки з 3х3 елементів Ягі–Уда. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Антенна система в РЛС Тип 291 (Великобританія). РЛС берегової оборони FuMO-3 (FMG-40 G). РЛС берегової оборони FuMO-4 (Samos). РЛС берегової оборони FuMO-202 Flakleit. РЛС берегової оборони FuMO-301/302. РЛС FuMG-80 Freya. Структура багатоеlementної антени Ягі–Уда. Багатоеlementної антени Ягі–Уда. Будова дровової багатоеlementної антени Ягі–Уда. Просторова діаграма випромінювання. Діаграма коефіцієнтів масиву 10-елементної рівномірної амплітудної широкополосної решітки.

6. Консультанти розділів роботи

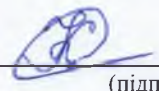
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	Семенов А.О. професор каф. ІРТС, професор, д.т.н.		
Економічна частина	Козловський В.О. професор каф. ЕПВМ, професор, к.е.н.		

7. Дата видачі завдання 16.09.2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

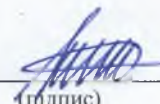
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2025-07.09.2025	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2025-16.09.2025	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка індивідуального завдання на МКР.	17.09.2025-24.09.2025	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.10.2025-20.10.2025	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	21.10.2025-04.11.2025	
6.	Розробка ілюстративної частини МКР.	05.11.2025-12.11.2025	
7.	Економічна частина.	13.11.2025-23.11.2025	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини.	24.11.2025-28.11.2025	
9.	Нормоконтроль.	29.11.2025-03.12.2025	
10.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	04.12.2025-15.12.2025	
11.	Захист МКР ЕК.	17.12.2025-18.12.2025	

Студент


(підпис)

Круглюк М.Ю.

Керівник роботи


(підпис)

Семенов А.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Круглюк М.Ю. Фазована антенна решітка з 3×3 елементів Ягі–Уда. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма - Радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2025. 133 с.

На українській мові. Бібліогр.: 41 назв; Табл. 13; Рис. 52 .

У магістерській кваліфікаційній роботі представлено розроблення та дослідження фазованої антенної решітки, побудованої з дев'яти елементів типу Ягі–Уда, організованих у матрицю 3×3 . Метою роботи є підвищення спрямованості та коефіцієнта підсилення антенної системи шляхом фазового керування групою класичних випромінювачів. У роботі детально розглянуто електромагнітні взаємодії між елементами решітки, особливості перерозподілу енергії під час фазового керування та вплив паразитних елементів на кінцеву діаграму спрямованості. Проведене моделювання у часовій та частотній областях підтвердило ефективність конструкції та її здатність формувати спрямований вузький пучок із пригніченням бокових і задніх пелюстків. Отримані результати демонструють, що решітка Ягі–Уда у конфігурації 3×3 може бути використана у системах радіолокації, наземних безпроводових лініях зв'язку та спеціальних радіотехнічних комплексах, де потрібні компактні, недорогі та високоефективні антени. Практична значущість роботи полягає у створенні конструкції, яка поєднує простоту класичної антени Ягі–Уда з функціональністю фазованих решіток, відкриваючи можливості для її подальшої модернізації й масштабування. Також у роботі здійснені розрахунки економічної частини.

Ключові слова: фазована антенна решітка, антена Ягі–Уда, діаграма спрямованості, коефіцієнт підсилення, електромагнітне моделювання, радіотехнічні системи.

ABSTRACT

Kruglyuk M.Yu. Phased array antenna of 3x3 Yagi–Uda elements. Master's thesis in the field of 172 – Electronic Communications and Radio- Frequency Engineering, educational program – Radio-Frequency Engineering. Vinnytsia: VNTU, 2025. 133 p.

In Ukrainian. Bibliography: 41 titles; Tables: 13; Figures: 52.

This master's thesis presents the development and investigation of a phased antenna array composed of nine Yagi–Uda elements arranged in a 3×3 configuration. The main objective is to enhance the directivity and gain of the antenna system through phase control applied to a group of classical Yagi–Uda radiators. The thesis provides a detailed study of the electromagnetic coupling between array elements, the redistribution of radiated energy under phase shifting, and the effect of parasitic elements on beam formation. Time-domain and frequency-domain simulations confirmed the effectiveness of the proposed design and demonstrated its ability to generate a narrow, highly directed beam while suppressing side and rear lobes. The obtained results indicate that the proposed 3×3 Yagi–Uda phased array can be applied in radar systems, terrestrial wireless communication links, and specialized radio engineering complexes where compact, low-cost, and high-performance antennas are required. The practical significance of the work lies in demonstrating that a classical Yagi–Uda configuration can be successfully integrated into a phased-array architecture, enabling further improvements, optimization, and scaling of the antenna system. The economic part of the work has also been calculated.

Keywords: phased antenna array, Yagi–Uda antenna, radiation pattern, gain coefficient, electromagnetic simulation, radio engineering systems.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 ОГЛЯД КОНСТРУКЦІЙ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК ДРОТОВИХ АНТЕН	13
1.1 Фазовані антенні решітки РЛС метрового та дециметрового діапазонів довжин хвиль, що використовувалися в часи другої світової війни	13
1.2 Сучасні дротові фазовані антенні решітки в складі РЛС	28
1.3 Висновки до розділу	33
2 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ТА АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ У ГАЛУЗІ АНТЕН ЯГІ–УДА	35
2.1 Загальні відомості про антену Ягі–Уда.....	35
2.2 Параметри дротової багатoelementної антени Ягі–Уда	39
2.3 Математичний опис вібраторних антенних решіток	44
2.4 Розв'язування системи зв'язаних інтегральних рівнянь математичного опису вібраторних антенних решіток	47
2.5 Метод наведених ЕРС математичного опису вібраторних антенних решіток	52
2.6 Висновки до розділу	55
3 ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК ДРОТОВИХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ	57
3.1 Сфери застосування фазованих антенних решіток	57
3.2 Теоретичне дослідження двоелементної антенної решітки	62
3.3 Дослідження режиму осьового випромінювання фазованої антенної решітки дротових випромінювачів	73
3.4 Теоретичне дослідження антенної решітки осьового випромінювання Хансена-Вудьярда	78
3.5 Висновки до розділу.....	82
4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З 3Х3 ЕЛЕМЕНТІВ ЯГІ–УДА	84

4.1	Моделювання класичної структури антени Ягі-Уда «один директор - один рефлектор»	84
4.2	Моделне дослідження фазованої антенної решітки Ягі-Уда	90
4.3	Висновки до розділу.....	97
5	ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	99
5.1	Технологічний аудит розробленої фазованої антенної решітки з 3х3 елементами Ягі–Уда» (далі – розробки).....	99
5.2	Розрахунок витрат на розробку фазованої антенної решітки з 3х3 елементами Ягі–Уда».....	103
5.3	Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки	108
	ВИСНОВКИ.....	114
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	116
	Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	121
	Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	132

ВСТУП

Актуальність теми.

Розвиток сучасних радіотехнічних систем, включно з радіолокаційними комплексами, безпроводними каналами зв'язку та спеціалізованими системами дистанційного спостереження, потребує використання високоспрямованих антен із можливістю гнучкого керування випромінюванням [1]. Класичні антени Ягі–Уда відомі своєю простою конструкцією, високим коефіцієнтом підсилення та надійністю, однак їх функціональні можливості в традиційному вигляді обмежуються фіксованою діаграмою спрямованості [2, 3]. Сучасні тенденції вимагають поєднання переваг таких антен з властивостями фазованих решіток, які здатні формувати керовані пелюстки та адаптуватися до змінних умов середовища [4]. Зростання потреби у компактних та недорогих рішеннях для мобільних платформ, малогабаритних радіотехнічних комплексів та систем зв'язку робить актуальним дослідження можливостей створення малих фазованих решіток на базі відомих антенних елементів [5]. Конструкція на основі елементів Ягі–Уда у форматі решітки 3×3 має потенціал забезпечити значне підсилення, високу стабільність випромінювання та мінімальні втрати при збудженні, що робить таку систему перспективною для практичної інтеграції [6].

Додаткову актуальність дослідженню надає потреба у зниженні вартості та енергоспоживання антенних систем, які використовуються у спеціалізованих і цивільних телекомунікаційних проєктах [7]. Використання компактних елементів типу Ягі–Уда дозволяє мінімізувати конструктивну складність і зберегти високі експлуатаційні характеристики. Фазове керування випромінюванням у таких системах відкриває можливість формування вузьких променів, підвищення завадостійкості та розширення робочого діапазону застосувань. З огляду на зростання вимог до ефективності передачі даних, дальності дії та точності визначення координат об'єктів, дослідження фазованої антенної решітки з елементів Ягі–Уда є

важливим і своєчасним [8]. Отримані результати можуть сприяти розвитку нових рішень у галузях військової радіолокації, IoT-комунікацій, бездротових інформаційних систем та інтелектуальних антенних модулів [9]. Таким чином, тема роботи є актуальною як з точки зору теоретичного розвитку антенних технологій, так і з позиції практичної реалізації високоефективних, малогабаритних та економічно доступних антен.

Аналіз останніх досліджень

За останні роки спостерігається два паралельні тренди, які безпосередньо стосуються теми цієї роботи [1-10]: (1) розробка компактних малоелементних фазованих матриць (зокрема конфігурацій 3×3) з акцентом на простоту живлення та мініатюризацію кормової мережі, і (2) поглиблене дослідження взаємного зв'язку (mutual coupling) між елементами та алгоритмів оптимізації геометрії і фазування для зниження бокових пелюстків і підвищення КН/підсилення. Зокрема, прикладом першого напрямку є нещодавня робота, що пропонує серійну апертурно-зв'язану схему живлення для 3×3 матриці та демонструє практичний реалізм малої антенної решітки з керованим променем.

Систематичні огляди сучасних фазованих та «гнучких» решіток показують, що інтерес до компактних, економічних і конфігурованих рішень зростає, особливо для мобільних, IoT і малоенергетичних застосувань; це дає додаткову мотивацію використовувати прості елементи (наприклад, Ягі–Уда) у складі фазованих антенних решіток.

Другий важливий напрям дослідження – це методи оптимізації (еволюційні алгоритми, PSO, GA тощо) та чисельні підходи (МоМ, FEM, FDTD) для точного врахування взаємного зв'язку і часових ефектів у Ягі–Уда масивах; класичні праці з оптимізації геометрії та параметрів доводять, що правильний підбір довжин, відстаней і фаз може помітно підвищити спрямованість 2D-решіток.

Окремий напрям – це дослідження взаємного зв'язку та методів компенсації його впливу (компенсаційні схеми, корекція фаз/амплітуд, адаптивні фільтри).

Нарешті, останні огляди по синтезу «розріджених» (sparse) та кластеризованих решіток показують можливості економії модулів живлення при збереженні високої ефективності випромінювання – це важливо для практичних 3×3 рішень, де обмежені апертурні та вартісні ресурси.

Мета, об'єкт і предмет дослідження.

Метою роботи є підвищення ефективності випромінювання та формування керованої діаграми спрямованості фазованої антенної решітки, побудованої на основі 3×3 елементів Ягі–Уда, шляхом оптимізації конструкції, параметрів елементів та їх фазового збудження.

Об'єктом дослідження є процеси формування електромагнітного просторового випромінювання фазованої антенної решітки.

Предметом дослідження є електродинамічні характеристики, електромагнітні властивості та параметри фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі–Уда, а також методи фазового та амплітудного керування режимами її випромінювання.

Завдання дослідження:

1. Проаналізувати принципи роботи та особливості побудови антен Ягі–Уда і фазованих антенних решіток.
2. Обґрунтувати вибір структури 3×3 та конфігурації елементів “один рефлектор – один директор” для побудови фазованої антенної решітки.
3. Розробити електромагнітну модель антенної решітки та виконати її чисельне моделювання у часовій і частотній областях.
4. Дослідити вплив фазового збудження, взаємного зв'язку елементів та паразитних компонентів на діаграму спрямованості та коефіцієнт підсилення.
5. Виконати оптимізацію геометричних параметрів і режимів живлення для досягнення підсилення близько 17,0 дБі та формування вузького

головного пелюстка.

6. Дослідити умови реалізації режиму осьового випромінювання у фазованих решітках дрових випромінювачів, визначити оптимальні параметри фазування.
7. Провести теоретичний аналіз решітки Хансена–Вудьярда, визначити її переваги та особливості формування вузькопроменевих діаграм.
8. Виконати розрахунки економічної частини.

Методи дослідження.

У процесі виконання магістерської кваліфікаційної роботи застосовано комплекс методів теоретичного, розрахункового та комп'ютерно-моделювального аналізу, а саме:

1) Аналітичні методи електродинаміки – для опису принципів роботи антени Ягі–Уда, хвильових процесів та механізмів формування діаграми спрямованості фазованої решітки.

2) Метод еквівалентних схем та узагальнених параметрів – для попереднього оцінювання взаємодії між елементами антенної решітки, визначення коефіцієнтів взаємного зв'язку та імпедансних характеристик.

3) Чисельні методи електромагнітного моделювання, зокрема:

- метод скінченних різниць у часовій області (FDTD) – для аналізу перехідних процесів, імпульсного збудження та динаміки формування випромінювання;
- метод скінченних елементів (FEM) – для частотного аналізу, побудови діаграм спрямованості, розрахунку підсилення та хвильових параметрів.

4) Методи оптимізації електромагнітних структур – для підбору довжин директорів, рефлекторів, відстаней між елементами та фазового збудження з метою досягнення підсилення близько 17.4 dBi.

5) Методи комп'ютерного моделювання та візуалізації – для побудови 3D-моделі антенної решітки, аналізу розподілу електромагнітних полів,

побудови діаграм спрямованості та оцінки характеристик у спеціалізованих програмних середовищах (CST Studio Suite, HFSS, FEKO або аналогічних).

Новизна одержаних результатів

Теоретична новизна:

- 1) У роботі вперше обґрунтовано можливість формування керованої фазованої решітки на основі компактних елементів типу Ягі–Уда у конфігурації 3×3 з використанням мінімальної структури “один рефлектор – один директор”.
- 2) Удосконалено підхід до оцінювання взаємного впливу елементів у масиві Ягі–Уда, що враховує перехідні процеси у часовій області та ефекти «заряджання» паразитних елементів під час імпульсного збудження.
- 3) Запропоновано метод оптимізації просторового розміщення елементів решітки для досягнення підсилення рівня ~ 17.4 dBi при збереженні компактності конструкції.

Практична новизна:

- 1) Розроблено та реалізовано 3D-модель фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі–Уда, яка забезпечує підсилення близько 17.4 dBi та придатна для інтеграції в сучасні радіотехнічні комплекси.
- 2) Створено оптимізовану конструкцію з компактними елементами класичних елементів Ягі–Уда “один рефлектор – один директор”, що дозволяє значно зменшити габарити решітки порівняно з традиційними фазованими антенами такого ж підсилення.
- 3) Запропоновано методику чисельної перевірки характеристик антени у часовій та частотній областях, що може бути використана для подальшої розробки багаточастотних або широкосмугових систем.

Публікації

За результатами магістерської кваліфікаційної роботи опубліковано 1 друковану працю в збірнику праць міжнародної науково-технічної конференції [11].

1 ОГЛЯД КОНСТРУКЦІЙ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК ДРОТОВИХ АНТЕН

1.1 Фазовані антенні решітки РЛС метрового та дециметрового діапазонів довжин хвиль, що використовувалися в часи другої світової війни

Радар Тип 291 був радіолокатором раннього попередження, що працює в УКХ-діапазоні, і почав діяти до кінця 1941 року (рис. 1.1). Його широко використовували на невеликих судах під час Другої світової війни. Антена, як і раніше, поверталася вручну за допомогою рукоятки. Радар типу 291 був розроблений як пошуковий радар для кораблів розміром з есмінці і менше у 1942 році. До кінця Другої світової війни він був встановлений майже на кожному британському та Співдружності есмінці та ескортному кораблі, а також на багатьох підводних човнах, військових траулерах та торпедних катерах. Деякі комплекти були поставлені Радянському Союзу для їхніх есмінців у рамках ленд-лізу .

Початкова модель радара мала окремі передавальні та приймальні антени, але їх невдовзі об'єднали [12]. Оригінальний тип 291 мав антену з ручним керуванням, і його замінили типи 291М, Р та Q з силовим керуванням та індикатором положення в плані. Варіанти U та W з різними антенами випускалися для прибережних суден та підводних човнів відповідно.



Рисунок 1.1 – Антенна система в РЛС Тип 291 (Великобританія)

Основні тактико-технічні характеристики РЛС Тип 291:

- Робочий діапазон частот: 214 МГц ("VHF")
- Частота повторення імпульсів : 500 Гц
- Тривалість імпульсу (τ): 1,1 мкс
- Інтервал прийому :
- Потужність передавача в імпульсі : 100 кВт
- Середня потужність передавача : 55 Вт
- Інструментальна дальність : 35 NM ($\cong$ 65 км)
- Роздільна здатність : 180 м
- Ширина діаграми спрямованості : 40°

РЛС берегової оборони FuMO-2 була побудована компанією «GEMA» у 1940 р. у розвиток радара «FuMO-1». В основу конструкції було покладено принцип станцій «Freya». ТТХ станції: частота – 368 МГц; пікова потужність – 8 кВт; дальність дії – 16-20 км (рис. 1.2).

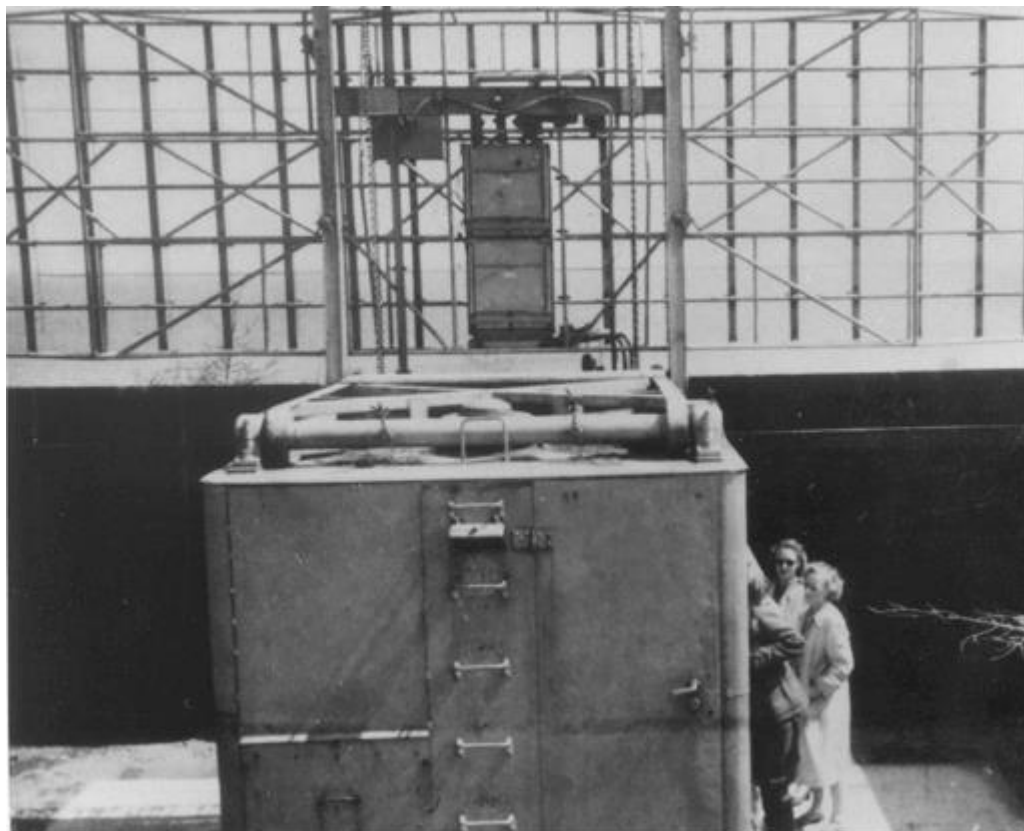


Рисунок 1.2 – РЛС берегової оборони FuMO-2

РЛС берегової оборони FuMO-3 (FMG-40 G) була модернізованою версією FuMO-2 (рис. 1.3). Антена встановлювалася на валу, що обертається. ТТХ станції: частота – 368 МГц; пікова потужність – 8 кВт; дальність дії – 7-12 км.



Рисунок 1.3 – РЛС берегової оборони FuMO-3 (FMG-40 G)

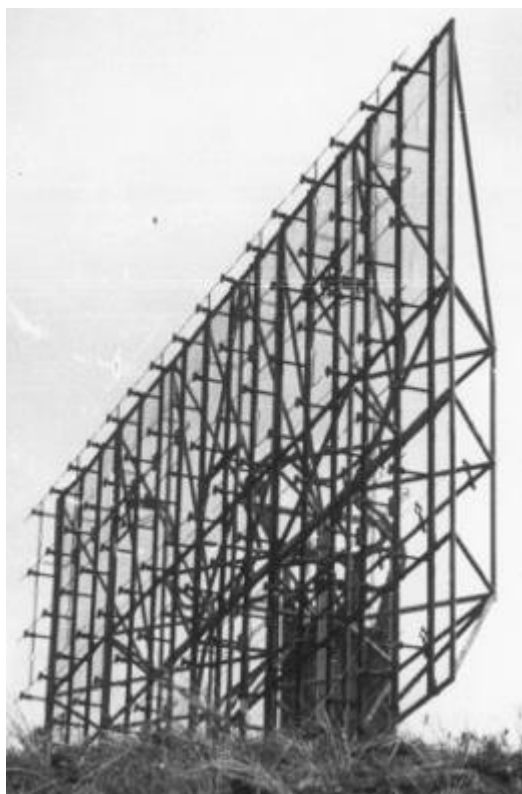


Рисунок 1.4 – РЛС берегової оборони FuMO-4 (Samos)

РЛС берегової оборони FuMO-4 (Samos) була модернізованою версією FuMO-3 (рис. 1.4). Основні ТТХ станції: довжина антени – 3,2 м, ширина – 6,5 м; частота – 368 МГц; пікова потужність – 125 кВт; дальність виявлення цілі - 20 - 30 км.

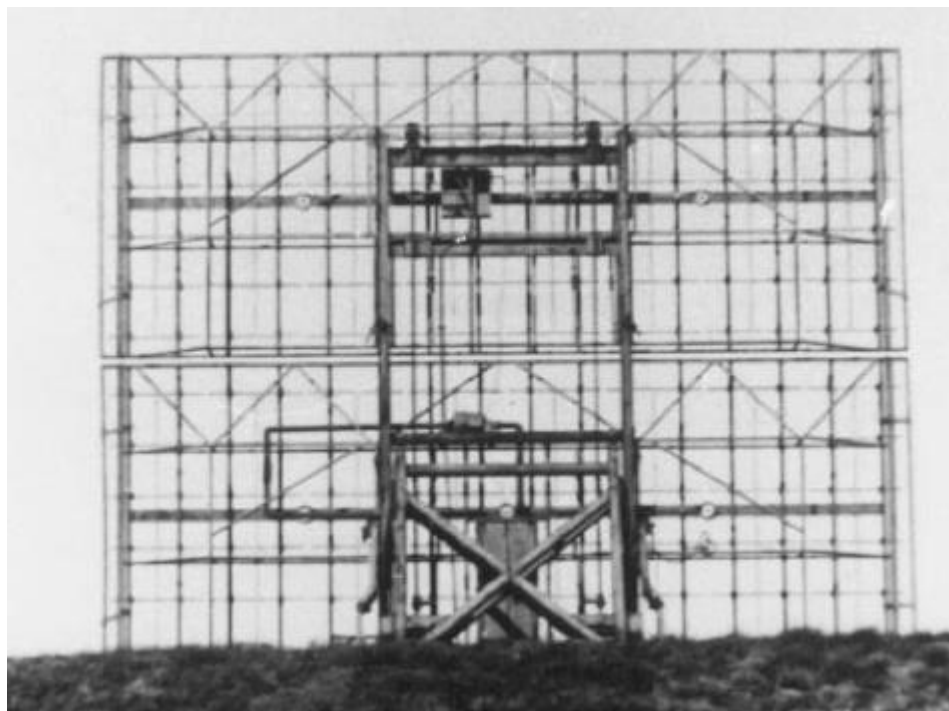


Рисунок 1.5 – РЛС берегової оборони FuMO-5

РЛС берегової оборони FuMO-5 показана на рис. 1.5. Основні ТТХ станції: частота – 369 МГц; пікова потужність – 150/400 Вт; дальність дії – 30-40 км.

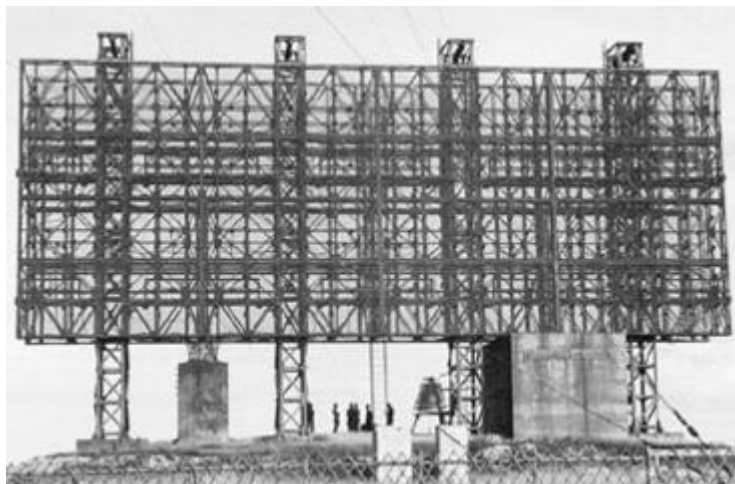


Рисунок 1.6 – РЛС далекого виявлення FuMo-51 Mammut

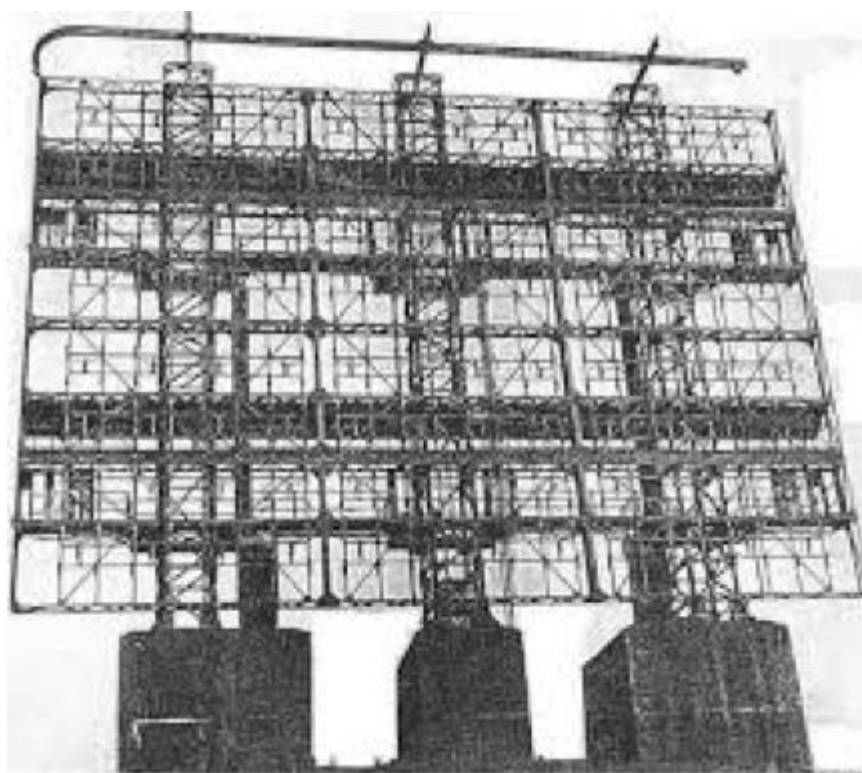


Рисунок 1.7 – РЛС FuMO-52

Стационарна РЛС далекого виявлення FuMo-51 Mammut (рис. 1.7) була розроблена компанією «Telefunken» на основі РЛС «Freya» у 1942 р. Вона

випускалася у двох варіантах «FuMO-51» для ВПС та «FuMO-52» для ВМС. Станція також відома під позначенням FuMG-41/42 або прізвиськом Mammut. Між собою станції відрізнялися розмірами антенного полотна та конструкцією стійок. Пульт управління та оператори розміщувалися у спеціальному бункері. Пізніші випуски антен дозволяли контролювати простір з обох боків полотна антени. Загалом було збудовано 20 станцій. Основні ТТХ станції: довжина хвилі - 24 м; діапазон частот – 120-150 МГц; тривалість імпульсу – 3 мкс; частота імпульсів – 500 Гц; сектор пошуку – 100°; дальність виявлення – 300 км; точність визначення дистанції – 300 м, азимуту – 0,5°; пікова потужність – 200 кВт; висота антени – 10 м, ширина – 30 м, маса – 22 т.

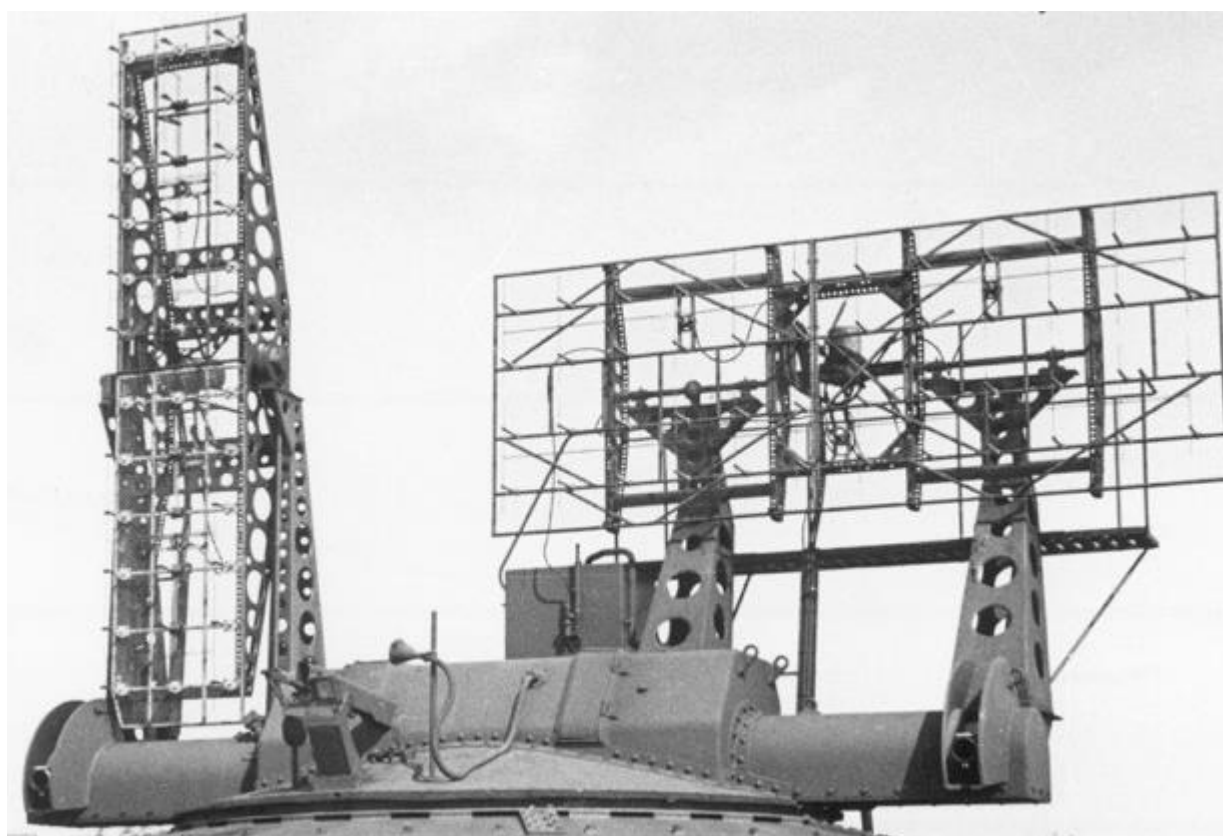


Рисунок 1.8 – РЛС берегової оборони FuMO-202 Flakleit

РЛС берегової оборони FuMO-202 Flakleit (рис. 1.8) була розроблена компанією «GEMA» у 1938 р. і призначалася для далекого попередження про

повітряний напад. ТТХ станції: довжина хвилі – 80 см; частота - 380 МГц;
дальність виявлення цілі – 80 км.

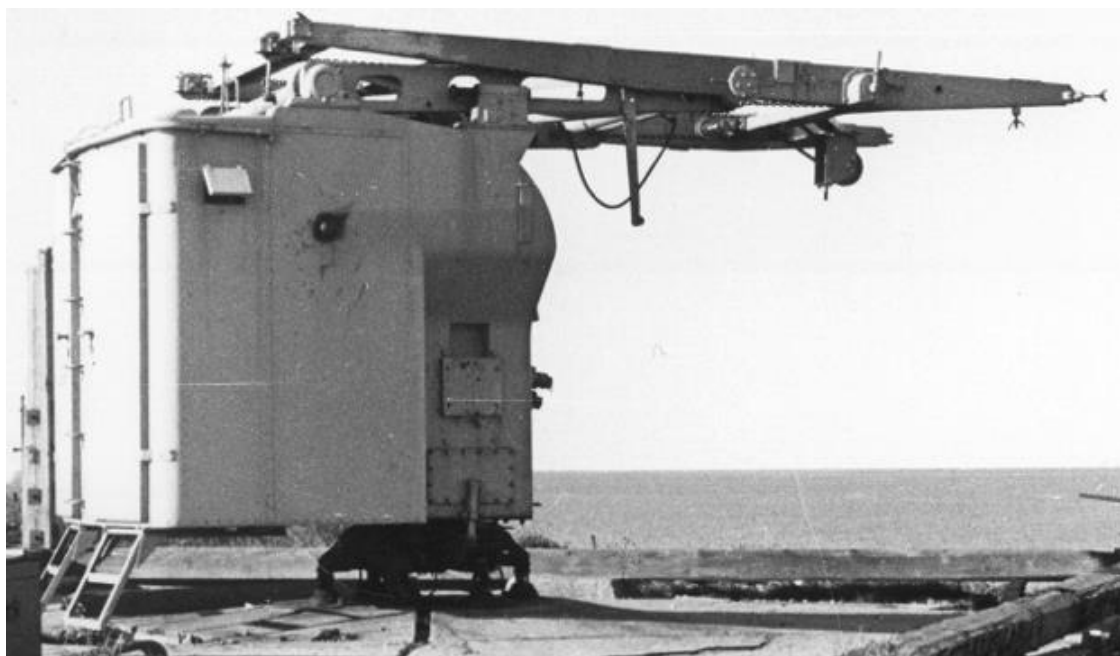
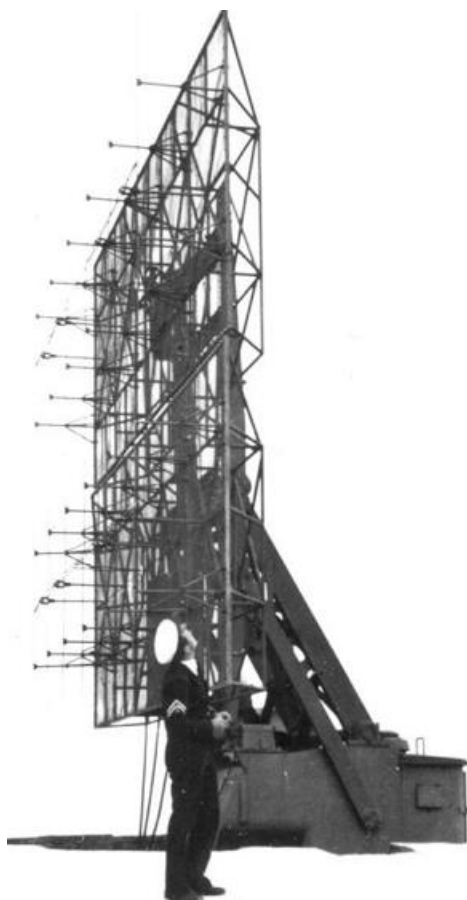


Рисунок 1.9 – РЛС берегової оборони FuMO-301/302

РЛС берегової оборони FuMO-301/302 (рис. 1.9) належала типу «Freya» і випускалася з 1943 р. Основні ТТХ станції: дальність виявлення цілі – 100/120 км.



Рисунок 1.10 – РЛС берегової оборони FuMO-303/311

РЛС берегової оборони FuMO-303/311 (рис. 1.10) була прийнята на озброєння в 1941 р. і призначалася для виявлення повітря цілей і управління артилерійським вогнем. Основні ТТХ станції: частота – 125 МГц; пікова потужність – 10 кВт; дальність виявлення цілі – 120 км.

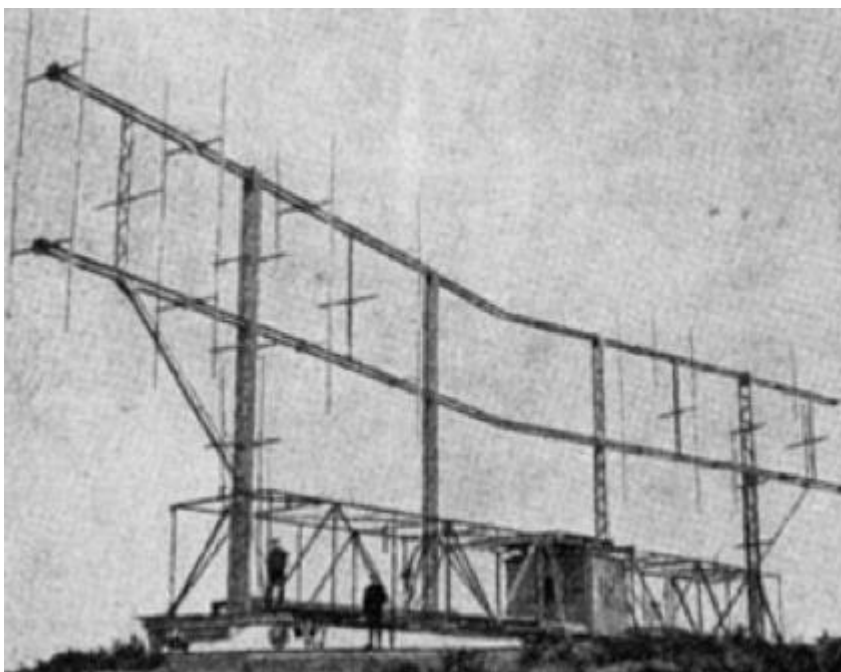


Рисунок 1.11 – РЛС FuSAn 721

РЛС FuSAn 721 раннього виявлення літаків (рис. 1.11) випускалася з 1940 р. Антена була рухомою рамою, шириною 60 м, яка оберталася навколо своєї осі. Загалом було збудовано 12 станцій.



Рисунок 1.12 – РЛС FuMB-21

РЛС FuMB-21 (рис. 1.12) випускалася компанією "Lorenz" і працювала на частоті 91,6 МГц.

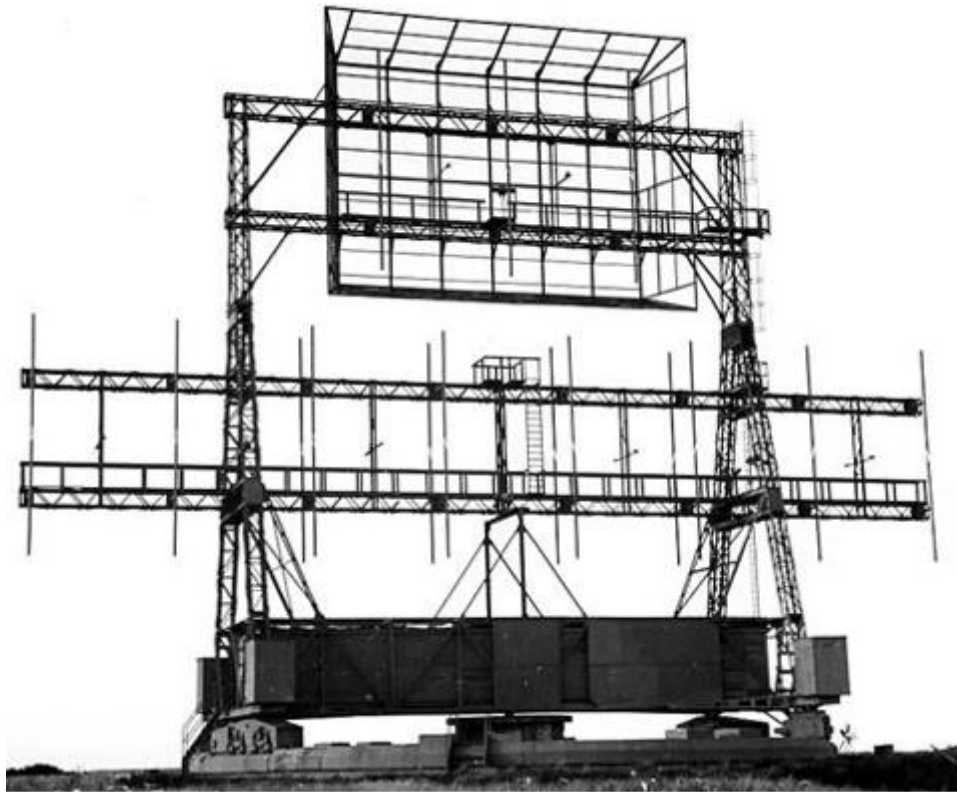


Рисунок 1.13 – РЛС FuSAn 724/725 (Bernhard)

РЛС FuSAn 724/725 (рис. 1.13) була розроблена компанією «Telefunken» та прийнята на озброєння ВПС у 1941 р. Станція випускалася у двох модифікаціях: «FuSAn-724» (з передавачем 500 Вт) та «FuSAn-725» (з передавачем 5 кВт). Вона призначалася для наведення на ціль винищувачів «Fw-190» та «Do-335» та супроводу бомбардувальників «Ju-88». Станція мала два комплекти антен, один верхній та два нижніх. Випромінювання відбувалося двома пучками радіохвиль за допомогою двох радіостанцій. Антенний комплекс разом із 25-метровим 8-вісним вагоном безперервно рухався круговою доріжкою. Усього було збудовано 16 станцій, три з яких не були введені в експлуатацію. ТТХ станції: дальність супроводу – 400 км; діапазон частот – 30-35 МГц; маса – 100-120 т; сектор виявлення - 360°; частота обертання антени – 2 об/м; висота антени – 28 м, ширина – 35 м; діаметр кругової доріжки – 22,6 м; точність визначення по азимуту – 0,5°.



Рисунок 1.14 – РЛС. Freya Egon
(FuSAn-730)



Рисунок 1.15 – РЛС. Freya Egon II
(FuSAn 731/733)

Основні ТТХ РЛС. Freya Egon (FuSAn-730): частота – 8 МГц; дальність визначення мети – 200 км (рис. 1.14).

РЛС. Freya Egon II (FuSAn 731/733) була прийнята на озброєнні в 1944 і призначалася для підтримки зв'язку з системами ідентифікації літаків «свій-чужий». ТТХ станції: частота - 156-168 МГц; дальність визначення мети – 250 км; точність - 300 м (рис. 1.15).

Станція призначалася для підтримки зв'язку із системами ідентифікації літаків «свій-чужий» (рис. 1.17). Вона визначала напрям джерела сигналу та належність.

РЛС FuMG-39G ближнього виявлення типу Freya (рис. 1.18) була прийнята на озброєння в 1939 р. Всього було побудовано близько 1000

станцій. ТТХ станції: діапазон частот - 120 - 130 МГц; дальність виявлення – 160 км; тривалість імпульсу – 2-3 мкс; пікова потужність – 20 кВт; частота повторення імпульсу – 500 Гц; точність визначення азимуту - 15° .



Рисунок 1.16 –РЛС FuSA-726



Рисунок 1.17 –РЛС Heinrich Peiler



Рисунок 1.18 – РЛС FuMG-39G



Рисунок 1.19 – РЛС FuMG-80 Freya

РЛС FuMG-80 Freya показана на рис. 1.19. Основні ТТХ станції: довжина хвилі - 25-23 м; частота – 120-130 МГц; пікова потужність – 20 кВт; тривалість імпульсу - 03 мкс; частота імпульсів – 500 Гц; кут огляду - 360°; дальність виявлення цілі – 160-200 км.

Стаціонарна РЛС FuMG-401 (Freya-Fahrstuhl), була розроблена фірмою «GEMA», призначалася виявлення супротивника і наземного управління нічними винищувачами (рис. 1.20). РЛС мала антенну решітку, яка встановлювалася в дерев'яній рамі і могла підніматися вгору і опускатися вниз, без допомоги спеціальних механізмів. Такий пристрій антени дозволяло визначити висоту мети самостійно радарів. Антена, що обертається, мала сектор пошуку 360°. ТТХ станції: дальність виявлення – 230 км; точність визначення дистанції – 200 м, азимуту – 2°, загальна маса – 17 т.

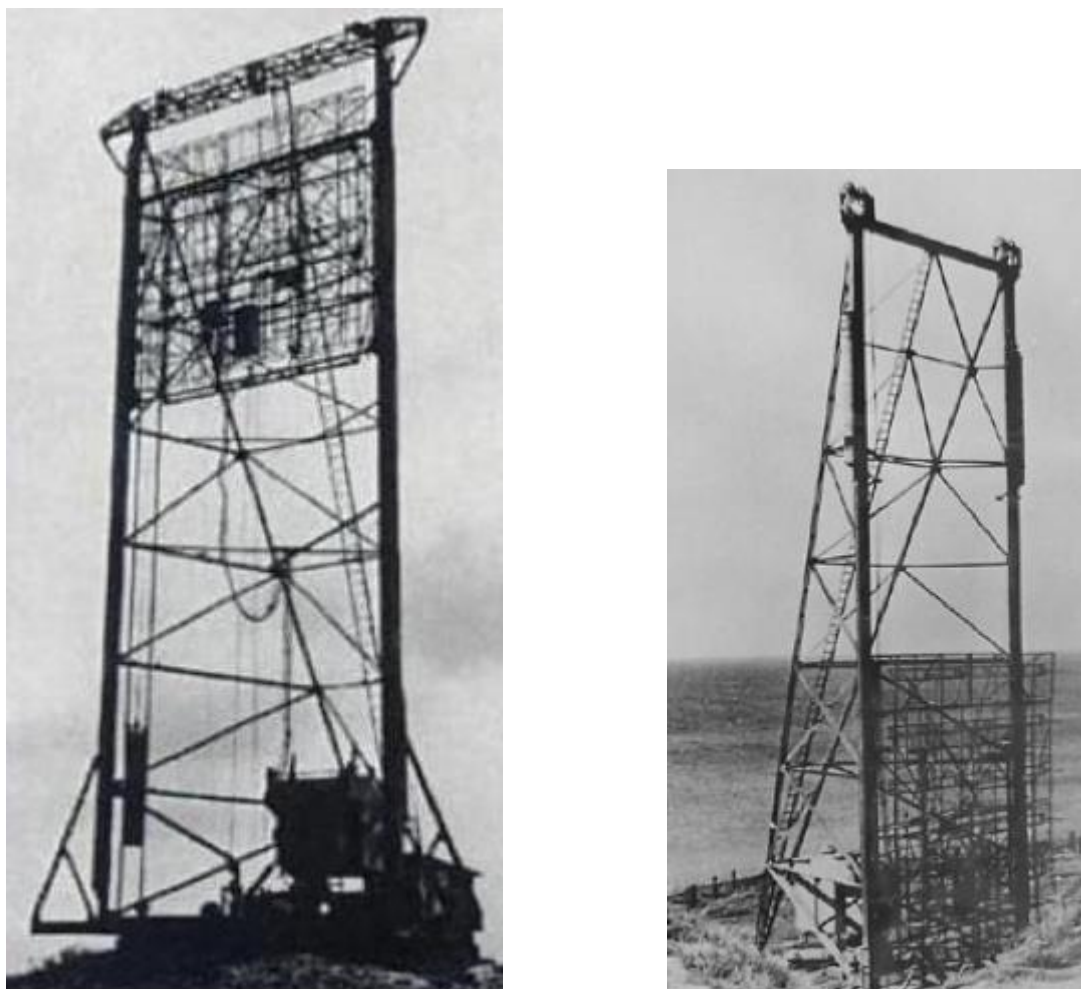


Рисунок 1.20 – РЛС FuMG-401 (Freya-Fahrstuhl)

РЛС FuMG-401C Freya LZ (рис. 1.21) випускалася компанією «GEMA» з 1937 р. і призначалася виявлення повітряних цілей. Усього було збудовано 584 станції. Основні ТТХ станції: довжина хвилі – 2 м; пікова потужність – 10 кВт; дальність виявлення цілі – 150 км.

Таким чином, антенна система в РЛС - це ключовий компонент, через який передаються потужні радіохвильові імпульси у простір і через який приймаються “луна-сигнали” від відбитих від цілей хвиль. Антена визначає спрямованість, кут огляду, дальність і точність виявлення об’єктів: чим ефективніша антенна і її “коефіцієнт спрямованості”, тим далекий і точніший буде радар.

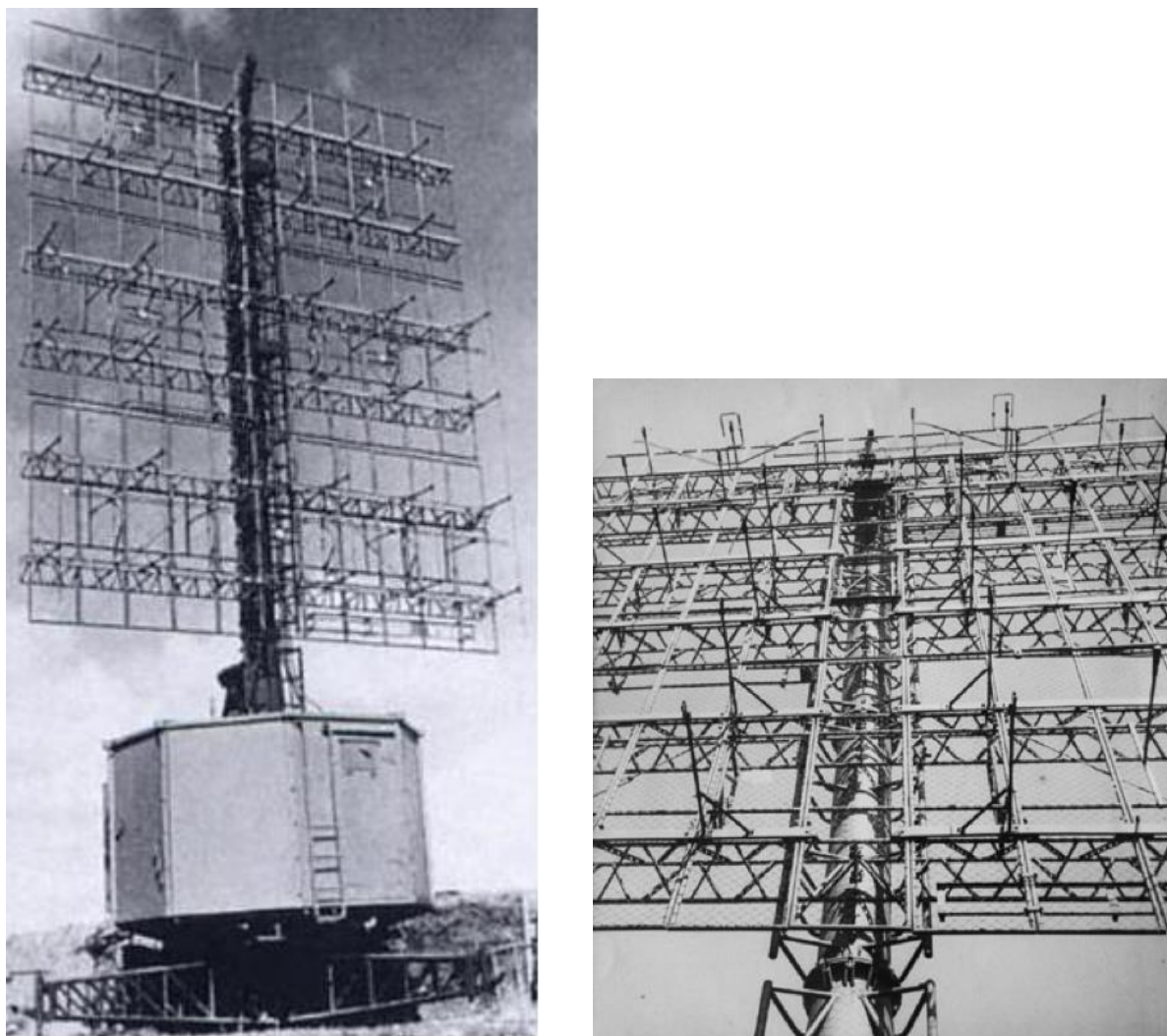


Рисунок 1.21 – РЛС FuMG-401C Freya LZ

У сучасних РЛС часто застосовуються антени-решітки (так звані фазовані решітки), які дозволяють “електронно скеровувати” радіохвильовий промінь без механічного повороту - це підвищує швидкість реагування і дає змогу стежити одразу за кількома цілями. Водночас у простіших або історичних РЛС могли використовуватись великі рефлекторні або “білбордні” антени — з множинними диполями і екраном-рефлектором для підсилення сигналу і звуження променя. Антенна система також суттєво впливає на поляризацію, хвильову довжину, частотний діапазон і таким чином на здатність РЛС “працювати” проти різних типів цілей — від великих літаків до малопомітних літальних апаратів. Отже, антена це не просто “металева конструкція”, а критичний “інструмент” радару, який визначає його можливості виявлення, дальності, точності і швидкості орієнтації.

1.2 Сучасні дотові фазовані антенні решітки в складі РЛС

РЛС П-18 «Малахит» (Україна)

РЛС раннього виявлення П-18 є розвитком попередньої РЛС П-12, яка була прийнята на озброєння в 1970 році після успішного завершення програми. РЛС П-18 була розроблена Конструкторським бюро СКБ, підрозділом Державного заводу № 197, який також розробив попередню П-12, попередника нинішнього Нижегородського науково-дослідного інституту радіотехніки (ННПРТ). У 1979 році на озброєння надійшла нова вторинна РЛС раннього виявлення 1Л22 "Пароль", яка доповнювала П-18. На відміну від попередньої вторинної РЛС НРС-12 (НАТО "Табло оцінок"), нова радіолокаційна станція перевозилася на окремому вантажівці.



Рисунок 1.22 – Фото РЛС П-18 (Малахит)

Основні ТТХ РЛС П-18 «Малахит»:

- Діапазон частот випромінювання: 150 ... 170 МГц
- Період повторення імпульсів: 2,77 ms
- Частота повторення імпульсів: 360 Гц
- Тривалість імпульсу (τ): 6 мкс
- Інтервал приймання 2,4 ms
- Doba slepá: 377 мкс
- Пікова потужність: 160 ... 260 кВт
- Середня потужність: 540 Вт
- Інструментальна дальність: 360 км
- Роздільна здатність по дальності: 900 м
- Точність вимірювання координат::
- Ширина променя: 6°
- Відбитих від цілі імпульсів: > 15
- Частота обертів: 0 ... 6 ... 10 об/хв

РЛС П-18 досі перебуває на службі та широко експортувався, багато компаній пропонують варіанти модернізації для покращення продуктивності та надійності радара, а також для заміни застарілих компонентів. NNIIRT пропонує пакет модернізації для Р-18, який включає встановлення твердотільного передавача та приймача, обладнання для автоматичного придушення перешкод, а також обладнання для обробки сигналів на базі ПК, тестування та інтерфейсу. Ці модернізовані варіанти Р-18 можуть називатися Р-18М, Р-18-1 або Р-18-2 залежно від виробника, модифікації та національності радара. Р-18 був замінений на УКХ-радіостанцію огляду 1Л13 "Небо" у 1984 році. Наразі російсько-білоруська компанія Defense Systems надає модернізацію для радарів Р-18. [3] Також Retia, чеська компанія з виробництва цивільної та військової електроніки, розробила власну фундаментальну модернізацію Р-18 під назвою ReVEAL. Тепер вона є твердотільною, оцифрованою та оснащена модернізованою системою міжчастотного випромінювання (IFF), що дозволяє використовувати також і

застарілу IFF. Усе обладнання перепаковано у стандартний контейнер і вже продається кількома десятками одиниць.

РЛС П-18ПЛ (Р -18PL, Польща)

Основні характеристики РЛС П-18ПЛ (рис. 1.23):

- 1) Робота в діапазоні ДВЧ (метровий діапазон), що значно покращує можливості виявлення цілей, що використовують сучасні методи малопомітності, оскільки вони оптимізовані для уникнення виявлення радаром мікрохвильового діапазону через їх найбільшу поширеність, на відміну від радарів метрового діапазону, які демонструють інші характеристики розсіювання. Використання метрового діапазону також можна розглядати як засіб радіоелектронної протидії (ECCM), оскільки радар в цьому діапазоні з меншою ймовірністю можуть бути спрямовані на ціль постановниками перешкод та протирадіаційними ракетами (ARM), оскільки більшість з них працюють на частотах вище 1 ГГц. Використання діапазону ДВЧ також мінімізує ефект ослаблення в атмосфері та робить конструкцію простішою, надійнішою та економічно ефективною.
- 2) Здатність виконувати кілька функцій, таких як попереднє виявлення цілей на великій відстані, цілевказівка для систем протиповітряної оборони, захист від балістичних та гіперзвукових ракет, контроль повітряного простору або підтримка власних сил.
- 3) Антена, яка може обертатися для забезпечення азимутального покриття на 360° або бути спрямована на сектор під кутом 90° для електронного сканування (AESA).
- 4) Кілька режимів роботи з налаштовуваними параметрами для відповідності профілю місії.
- 5) Дальність польоту за приладами 900 км (560 миль) з висотами до 160 км (99 миль) або 600 км (370 миль) з висотами до 120 км (75 миль) залежно від параметрів експлуатації.



Рисунок 1.22 – Фото РЛС П-18ПЛ

- 6) Здатність виявляти цілі з дуже низькою ECS. Під час тестування було виявлено цілі з ECS до $0,0001 \text{ м}^2$.
- 7) Висока точність 30 м (98 футів) по дальності та $0,3^\circ$ по азимуту. Це порівнянно з точністю мікрохвильових радарів і досягається завдяки вдосконаленій обробці сигналів, адаптованій до характеристик цілі.
- 8) Система ідентифікації "свій-чужий" (Mark XIIA Mode 5 та цивільний Mode S) з далекобійним запитувачем.
- 9) Системи зв'язку для обміну інформацією з системами, що використовуються в підрозділах протиповітряної оборони, командних центрах повітряних операцій та командуванні угруповання.
- 10) Виявлення, параметризація та радіолокація перешкод .
- 11) Резервні генератори живлення та можливість роботи від зовнішніх джерел живлення, що відповідають вимогам типових промислових електричних з'єднань.
- 12) Портативна станція оператора, яку можна підключити за допомогою оптоволоконного кабелю та перемістити на відстань до 1 км (0,62 милі) від транспортного засобу оператора.

13) Короткий час розгортання.

Порівняння конструкцій дротових фазованих решіток, РЛС П-18 «Малахит» та Р-18РЛ (Польща) наведене в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Порівняння антенно-решіткових систем РЛС метричного діапазону

Параметр	Дротові фазовані антенні решітки (класичні конструкції)	П-18 «Малахит»	Р-18РЛ (Польща)
1	2	3	4
Тип антени	Лінійна або площинна решітка з дротових елементів (диполів) із механічним або електронним фазуванням	Решітка дротових елементів метричного діапазону з цифровим фазуванням та покращеною узгоджувальною системою	Сучасна VHF-решітка з високою щільністю елементів, цифровим груповим фазуванням
Формування променя	Переважно механічне наведення + обмежене електронне сканування	Електронне управління діаграмою спрямованості, покращені алгоритми формування променя	Розширене електронне сканування, можливість формування декількох променів
Стійкість до завад	Обмежена, залежить від частотної стабільності та фазової синхронізації; бокові пелюстки часто високі	Цифрові адаптивні фільтри, зниження бокових пелюсток, модернізована захищеність від РЕБ	Підвищена завадостійкість, адаптивне комбінування каналів, покращена селекція рухомих цілей
Тип обробки сигналів	Аналогова або гібридна аналогово-цифрова	Повноцінна цифрова обробка з покращеним виявленням малопомітних цілей	Повністю цифрова, багатоканальна обробка з мережецентричною інтеграцією

Продовження таблиці 1.1 – Порівняння антенно-решіткових систем РЛС метричного діапазону

1	2	3	4
Мобільність / розгортання	Відносно громіздкі конструкції, середня мобільність	Висока мобільність, зменшена маса та час розгортання	Висока мобільність, адаптована для сучасних ППО та стандартизованого зв'язку
Основне призначення	Дальнє виявлення в метровому діапазоні, базові потреби огляду повітряного простору	Оновлена версія РЛС раннього виявлення, краща робота по малопомітних цілях	Сучасна мережево-сумісна РЛС VHF-класу для протидії «стелс» і інтеграції з комплексами ППО

1.3 Висновки до розділу

Антенна система в РЛС - це ключовий компонент, через який передаються потужні радіохвильові імпульси у простір і через який приймаються “луна-сигнали” від відбитих від цілей хвиль. Антена визначає спрямованість, кут огляду, дальність і точність виявлення об’єктів: чим ефективніша антена і її “коефіцієнт спрямованості”, тим далекий і точніший буде радар.

У результаті історичного огляду антенних систем РЛС зроблені такі висновки:

1. Фазовані антентні решітки з дротових елементів демонструють ключову перевагу — можливість формувати і переміщувати промені електронним шляхом без механічного повороту, що підвищує швидкість огляду та дозволяє одночасно або послідовно супроводжувати кілька цілей.

2. Конструкції на основі дротових (елементних) решіток зазвичай простіші й легші в масовому виготовленні порівняно з важкими параболічними рефлекторами, але потребують точного фазового керування та узгодження елементів для отримання бажаної діаграми спрямованості.

3. Головні технічні компроміси таких систем — обмеження по ширині робочого смуги, вплив міжелементних взаємодій на бокові пелюстки та чутливість до похибок фазування; сучасні цифрові методи корекції й калібрування значно пом'якшують ці обмеження.

4. Історично дротові решітки застосовувалися в мобільних і стаціонарних РЛС як економічне рішення для метрового й дециметрового діапазонів; їхня архітектура добре піддається модернізації шляхом додавання цифрової обробки сигналу і адаптивного фільтрування за завадостійкістю.

5. Сучасні реалізації поєднують елементи фазованих решіток з цифровою обробкою на рівні кожного каналу (чи групи каналів), що дає можливість формувати кілька променів, реалізувати адаптивне гасіння перешкод і покращувати виявлення малопомітних цілей.

6. Приклади еволюції показують, що класичні конструкції П-18 (серії «Терек») зберегли фізичну архітектуру антенної решітки метричного діапазону, але отримали цифрові модернізації й нові алгоритми обробки даних. (див. опис П-18/П-18МУ/«Малахит»).

7. РЛС «Малахит» — це модернізована метрочастотна станція з цифровою обробкою сигналів, підвищеною завадостійкістю і автоматизованою передачею даних, яка показує практичну можливість поєднання класичної дротової антенної решітки з сучасною електронікою.

8. Польська розробка Р-18РL представляє новий етап у трансформації сімейства Р-18: це довготривала програма модернізації з метою отримати трикоординатну, завадостійку РЛС метричного (VHF) діапазону, сумісну з сучасними системами ППО (включно з інтеграцією в мережеві комплекси типу Patriot); проєкт пройшов випробування та отримав контракт на постачання. Р-18РL демонструє, що концепція великих метричних фазованих антенних решіток залишається релевантною для виявлення різних класів повітряних загроз.

2 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ТА АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ У ГАЛУЗІ АНТЕН ЯГІ–УДА

2.1 Загальні відомості про антену Ягі–Уда

Ця антена (рис. 2.1), що також має назву директорної, складається з активного півхвильового вібратора (1), з'єднаного з передавачем або приймачем, та ряду пасивних вібраторів (2, 3, 4, 5). Усі вони розташовані в одній горизонтальній площині. Пасивний вібратор (2), званий рефлектором, знаходиться з одного боку, інші вібратори (3, 4, 5...), що мають назву директори, а з іншого боку від активного вібратора - рефлектор. Така система вібраторів забезпечує спрямоване випромінювання від рефлектора до директорів.

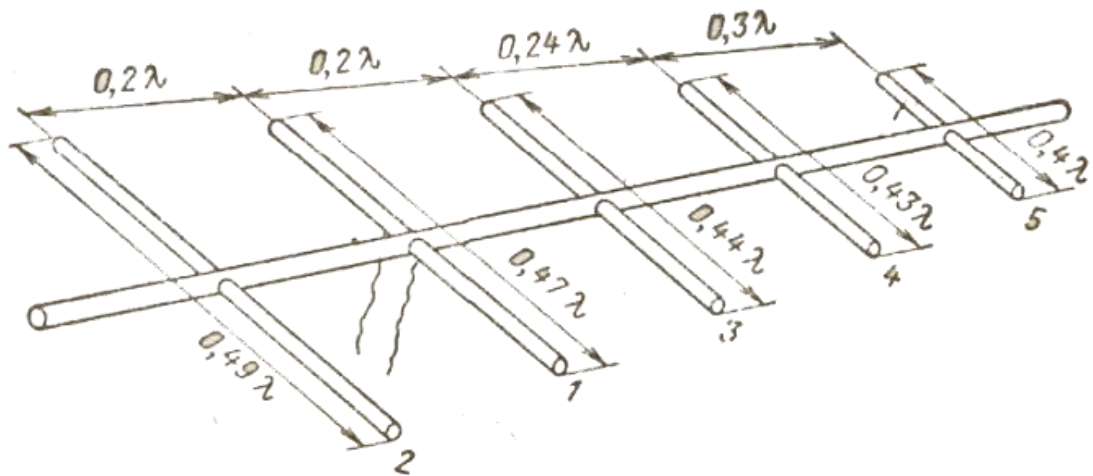


Рисунок 2.1 – Структура багатoeлементної антени Ягі–Уда

Пасивні вібратори прикріплюють до стріли без ізоляторів, навіть якщо стріла металева, тому що стріла симетрична щодо плечей вібраторів і вона не впливає на процес випромінювання та прийому електромагнітних хвиль.

У місці розташування будь-якого вібратора поле створюється його власним струмом та хвилею, що йде від рефлектора до директорів. Тому потрібно, щоб у кожному наступному вібраторі струм відставав по фазі на

такий самий кут, на який відстає хвиля, що поширюється між цими вібраторами у просторі. Тоді кожен вібратор підсилює хвилю в міру її руху головному напрямі, тобто директорна антена є решіткою лінійних електричних вібраторів, збуджуваних за принципом антени біжних хвиль.

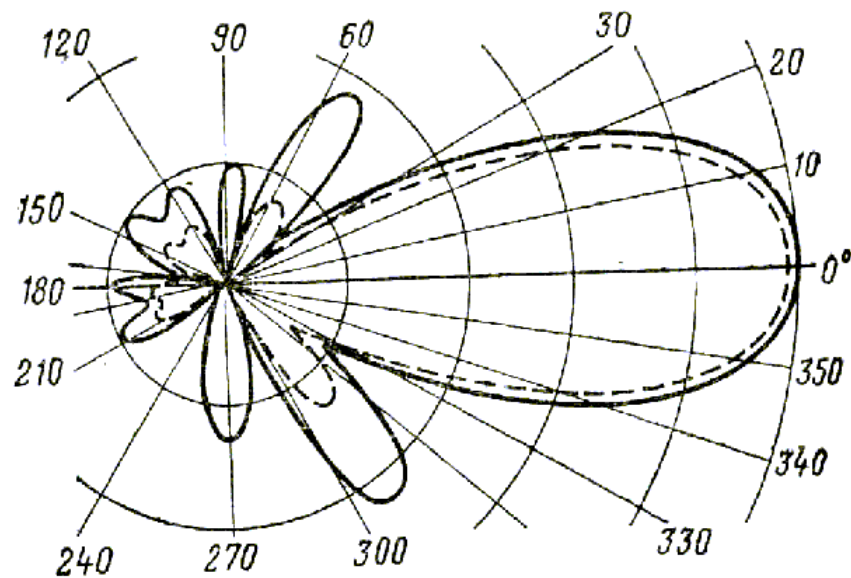
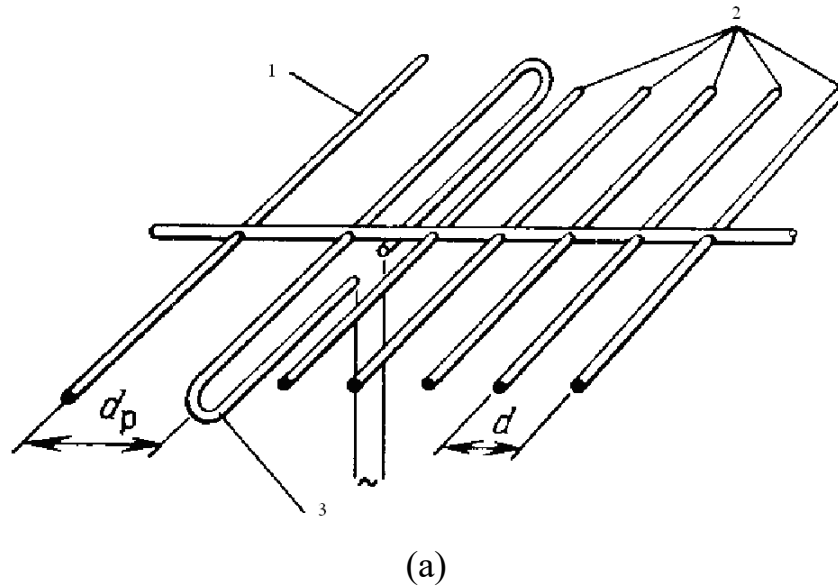


Рисунок 2.2 – Багатоелементної антени Ягі–Уда (а) та приклад її діаграми спрямованості (б)

Активний вібратор 3 на рис. 2.2, є звичайний півхвильовий вібратор із власним вхідним резонансним опором 73,1 Ом або петльовий вібратор з підвищеним резонансним опором 292,4 Ом, підключається до живильної лінії

передачі. Пасивний вібратор 1, розташований позаду активного, відіграє роль рефлектора, а інші вібратори 2, розташовані попереду активного, називаються директорами. Рефлектор і директори можна безпосередньо з'єднувати в центрах з металевим стрижнем, що несе, який не збуджується через те, що при роботі антени орієнтований перпендикулярно силовим лініям вектора напруженості електричного поля. Для захисту вхідних ланцюгів приймачів від грозових розрядів заземлюється стрижень. Якщо активним вібратором використовується звичайний РЕВ, то, безумовно, його плечі повинні бути ізолювані від несучого стрижня; у разі петлевого вібратора його можна безпосередньо з'єднувати з стрижнем, що несе, в середній точці (нульового потенціалу).

Приклад експериментально отриманої діаграми спрямованості директорної антени із шістьма директорами наведено на рис. 5.17: у площині, перпендикулярній осям вібраторів (суцільна лінія) та у площині вібраторів (пунктирна лінія).

Зі збільшенням кількості директорів (відповідно, зі збільшенням повної довжини антени) ширина ДС в обох площинах зменшується, але не прямо пропорційно до довжини (рис. 2.3) [10].

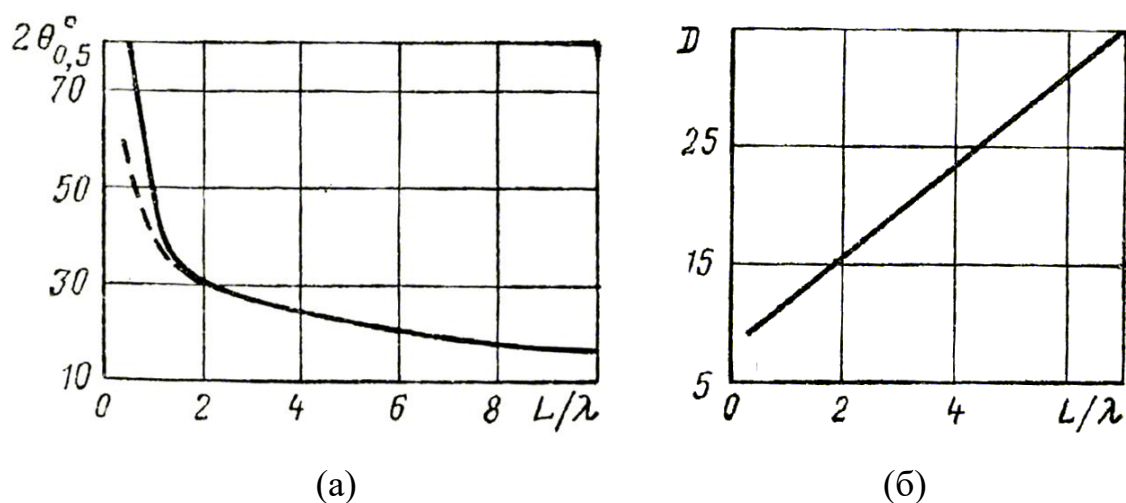


Рисунок 2.3 – Графіки залежностей ширини ДС (а) та КСД (б) багатoeлементної антени Ягі–Уда від її відносної довжини

Мінімальна ширина ДС директорної антени за рівнем половинної потужності становить $15-20^\circ$, що можна досягти тільки при забезпеченні оптимальних співвідношень між струмами у вібраторах. Для цього необхідно, щоб відстань між активним вібратором і рефлектором була в межах $(0,15-0,25)\lambda_0$ при довжині рефлектора $(0,48-0,52)\lambda_0$; відстань між директорами, першим директором та активним вібратором становила б $(0,10-0,30)\lambda_0$; довжина директорів дорівнювала б $(0,48-0,40)\lambda_0$. Кількість директорів вибирається трохи більше 10-15; при цьому КСД досягає в середньому 12-15 дБі. Збільшення кількості директорів більше зазначеного не робить істотного впливу на ДС, оскільки наведені струми в крайніх директорах стають малими та їх внесок у формування ДС слабшає. Рівень бічних пелюсток ДС директорних антен досить високий і може досягати $-(5-3)$ дБі.

Ширину ДН по половинної потужності в Е-і Н-площинах для багатoelementної антени Ягі–Уда, що містить у сукупності N вібраторів, можна оцінити в градусах за допомогою виразів

$$\theta_{0,5}^E = \frac{200,5^\circ}{N-1}, \quad (2.1)$$

$$\theta_{0,5}^E = \frac{217,7^\circ}{N-1}. \quad (2.2)$$

На вхідний опір активного вібратора впливають усі пасивні вібратори за рахунок чого вхідний опір $Z_{\text{вх}}$ активного вібратора у вигляді простого РЕВ знижується до 20-30 Ом. З метою підвищення $Z_{\text{вх}}$ використовують петльовий вібратор Пістолькорса з підвищеним резонансним власним опором 292 Ом. Це дає й інші переваги – дещо більшу широкосмуговість та зручність кріплення.

Директорна антена принципово вузькосмугова через різку зміну вхідного опору $Z_{\text{вх}}$ із частотою. Встановлено, що дія рефлектора на $Z_{\text{вх}}$ сильніша, ніж директорів. Тому з метою розширення частотного діапазону застосовують більш широкосмугові рефлектори, наприклад, плоскі. Реальна смуга частот ДСА вбирається у 5-15 %.

2.2 Параметри дротової багатoeлементної антени Ягі–Уда

Дротова антена типу «хвильовий канал», утворена з дротових вібраторів, розташованих паралельно в одній площині (рис. 2.4). Вібратор 1 (як правило півхвильовий) з'єднується з фідером і є первинним випромінювачем антени (активним вібратором). Усі інші вібратори з фідером не з'єднані і є вторинними випромінювачами, причому ті з них, які розташовані в напрямку максимального випромінювання антени (на рис. 2.4 це вібратори 2), мають довжину $2l_d < \lambda/2$ і називаються директорами, а вібратор 3, що знаходиться по іншу сторону від вібратора 1 і має довжину $2l_p > \lambda/2$ – рефлектором.

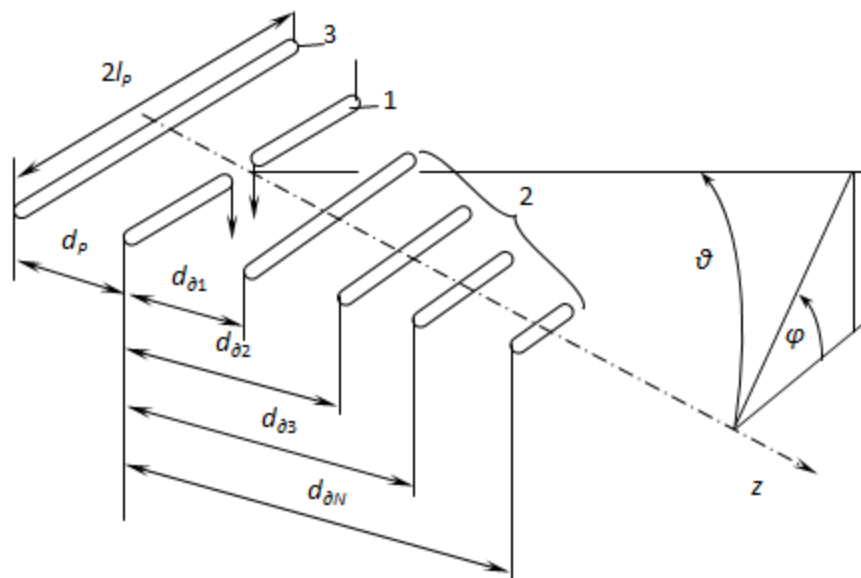


Рисунок 2.4 – Будова дротової багатoeлементної антени Ягі–Уда

Спрямоване осьове випромінювання формується в результаті створення амплітудно-фазового розподілу у вигляді хвилі, що біжить, яка поширюється від активного елемента в напрямку директорів. На фазовий розподіл істотно впливають розміри і взаємне розташування всіх елементів. Вибір числа елементів антени хвильовий канал здійснюється виходячи з необхідного коефіцієнта посилення або ширини головної пелюстки. Для великих антен типу хвильовий канал (за кількості елементів 15-20) подальше нарощування кількості елементів недоцільне, зважаючи на істотне уповільнення зростання спрямованих властивостей, зумовлене зменшенням амплітуди струмів у далеких директорах.

Внесок кожного вібратора в повне поле випромінювання ВК визначається амплітудою струму, наведеного на елементі. На рис. 2.5 наводиться розподіл амплітуди струму по випромінювачах для 15-елементної антени. Видно, що найсильніше збуджуються два перші директори й активний вібратор.

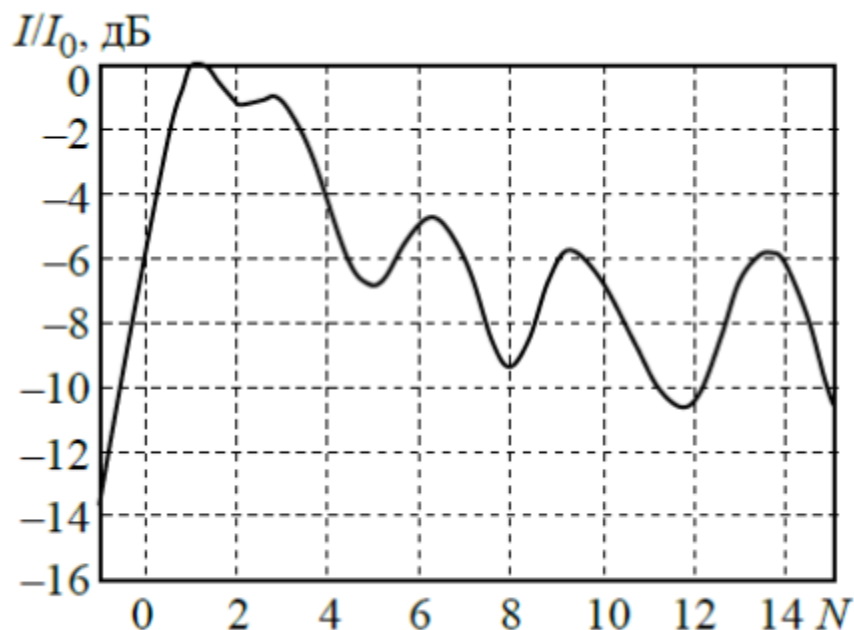


Рисунок 2.5 – Розподіл амплітуди струму по випромінювачах для 15-елементної антени Ягі–Уда

У результаті синфазного складання полів в осьовому напрямку антена має досить вузьку пелюстку ДС. На рис. 2.6 наводиться діаграма спрямованості 15-елементної антени типу хвильовий канал, на рис. 2.7 її перерізи в Е- і Н-площинах.

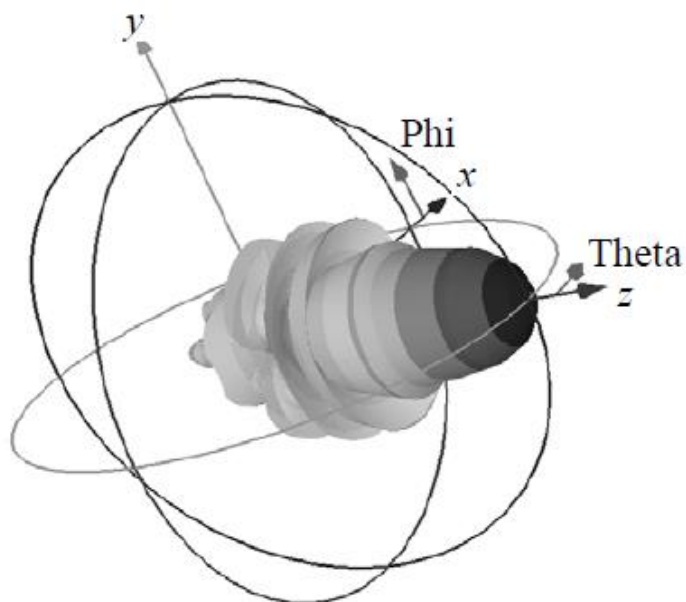


Рисунок 2.6 – Просторова діаграма спрямованості
15-елементної антени Ягі–Уда

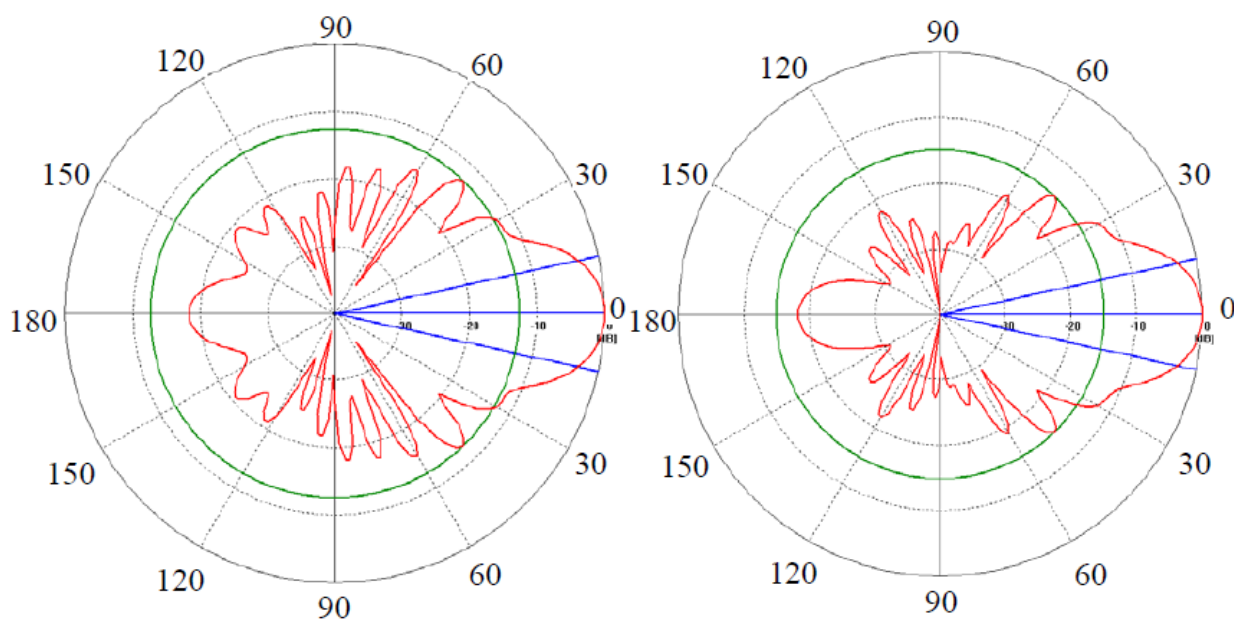


Рисунок 2.7 – Перерізи в Е- і Н-площинах просторової діаграми
спрямованості 15-елементної антени Ягі–Уда

$$F(\theta^E) = \sum_{n=1}^N \frac{\cos(kI_n \cos \theta^E) - \cos kI_n}{(1 - \cos kI_n) \sin \theta^E} \quad (2.5)$$

У цих формулах θ – кут між віссю антени і напрямком в точку спостереження; N – кількість вібраторів в антені; $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число, в якому λ – довжина хвилі.

В формулах (2.4) и (2.5) усі вібратори пронумеровані за допомогою індексу n , причому $n = 1, 2, 3, \dots, N$. Рефлектору відповідає $n = 1$, первинному випромінювачу – $n = 2$ і так далі. Початок системи координат знаходиться в центрі первинного випромінювача й $d_1 = -d_p$.

Для наближеної оцінки характеристик директорної антени можна вважати, що $d_n = nd_{cep}$, $2l_n = \lambda/2$, $I_n = I_0 e^{-i(n-1)\psi}$, $\psi = \pi/2$:

- в площині H ($\varphi = \pi/2$):

$$F(\theta^H) = \frac{\sin \left[\frac{N\pi d_{cep}}{\lambda} (1 - \cos \theta^H) \right]}{N \sin \left[\frac{\pi d_{cep}}{\lambda} (1 - \cos \theta^H) \right]} \quad (2.6)$$

- в площині E ($\varphi = 0$):

$$F(\theta^E) = \frac{\cos(0.5\pi \sin \theta^E)}{\cos \theta^E} \frac{\sin \left[\frac{N\pi d_{cep}}{\lambda} (1 - \cos \theta^E) \right]}{N \sin \left[\frac{\pi d_{cep}}{\lambda} (1 - \cos \theta^E) \right]} \quad (2.7)$$

Ширина променя антени на рівні 0,5 по потужності в площині E (в радіанах) визначається по формулі:

$$2\theta_{0.5}^E \approx \frac{3,5}{N-1}, \quad (2.8)$$

а в площині Н – по формулі:

$$2\theta_{0.5}^H \approx \frac{3,8}{N-1} \quad (2.9)$$

ККД і ефективна площа антени Ягі–Уда розраховуються по формулах:

$$D \approx 5 \left[\frac{1 + d_{\text{cp}}(N-1)}{\lambda} \right] \quad (2.10)$$

$$S_{\text{эф}} = \frac{D\lambda^2}{(4\pi)} \quad (2.11)$$

Точний розрахунок геометрії директорної антени по заданим характеристикам приводить до задачі її конструктивного синтезу. Як цільову функцію задають максимум КСД або наближення до заданої ДС. В процесі рішення знаходять довжини усіх вібраторів $2l_n$ та усі відстані d_n .

2.3 Математичний опис вібраторних антенних решіток

Для проектування антенних решіток та оптимізації їхніх характеристик необхідна наявність точної та високоефективної в обчислювальному відношенні математичної моделі, оскільки багатоелементні антени типу хвильовий канал мають велику кількість ступенів свободи (довжини вібраторів, відстань між ними). Математичний опис можна звести до системи зв'язаних інтегральних рівнянь щодо невідомих функцій розподілу струму в кожному елементі.

Математична модель хвильового каналу зводиться до системи зв'язаних інтегральних рівнянь, порядок якої збігається з кількістю елемента. Наприклад, для п'ятиелементної антени, представленої на рис. 2.8. шуканими є п'ять функцій розподілу струмів у рефлекторі, активному елементі та трьох директорах.

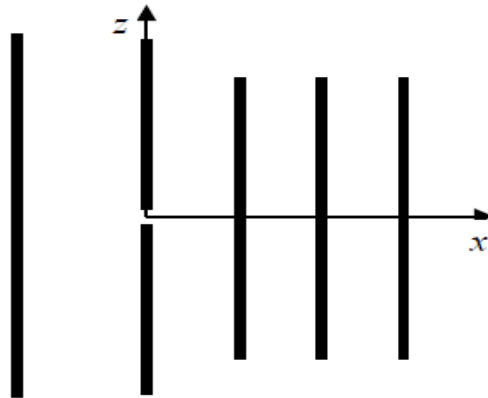


Рисунок 2.8 – П'ятиелементна антена типу хвильовий канал

Грунтуючись на тих самих припущеннях, що й під час виведення рівняння Поклінгтона одиночного вібратора (тобто наявність сильного скін-ефекту, наближення тонкого дроту) [12], можна сформулювати систему рівнянь щодо невідомих струмів на кожному елементі ВК:

$$\left\{ \begin{aligned} E_{\text{ст } 1}^z(z) &= \int_{-L_1}^{L_1} I_1(z') K_{11}(z, z') dz' + \dots + \int_{-L_N}^{L_N} I_N(z') K_{1N}(z, z') dz'; \\ E_{\text{ст } 2}^z(z) &= \int_{-L_1}^{L_1} I_1(z') K_{12}(z, z') dz' + \dots + \int_{-L_N}^{L_N} I_N(z') K_{2N}(z, z') dz'; \\ &\dots \\ E_{\text{ст } N}^z(z) &= \int_{-L_1}^{L_1} I_1(z') K_{1N}(z, z') dz' + \dots + \int_{-L_N}^{L_N} I_N(z') K_{NN}(z, z') dz' \end{aligned} \right. \quad (2.12)$$

$E_{\text{ст } n}^z(z)$ – стороннє електричне поле (повздовжна компонента), створюване зовнішніми джерелами поля;

$I_m(z)$ – струм, що протікає по осі m -го елемента.

Корені системи (2.12) визначаються на основі співвідношень:

$$K_{ij}(z, z') = -\frac{1}{4\pi i \omega \varepsilon} \left(\frac{d^2 \dots}{dz^2} + k^2 \dots \right) \frac{e^{-ikR_{ij}}}{R_{ji}}. \quad (2.13)$$

де відстань між точкою інтегрування на осі та точкою спостереження на поверхні i -го вібратора,

$$R_{ii} = \sqrt{(z - z')^2 + a^2} \quad (2.14)$$

а відстань між точкою інтегрування на осі й точкою спостереження на поверхні i -го вібратора, відстань між точкою інтегрування на осі i -го вібратора й точкою спостереження на поверхні j -го вібратора

$$R_{ij} = R_{ji} = \sqrt{(z - z')^2 + d_{ij}^2} \quad (2.15)$$

З рівняння (2.13) видно, що:

$$K_{ij}(z, z') = K_{ji}(z, z'). \quad (2.16)$$

У разі одного активного елемента ліві частини системи рівнянь (2.12) мають вигляд:

$$\begin{Bmatrix} 0 \\ E_{cm\ k}^z(z) \\ \dots \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (2.17)$$

Значення стороннього електричного поля у всіх рядках системи, крім другого, дорівнюють нулю, що пояснюється наявністю збудливого джерела лише у другого елемента.

Фізичний сенс системи інтегральних рівнянь (2.12) полягає в тому, що кожен рядок - це запис граничної умови для дотичної компоненти електричного поля на поверхні вібратора. Інтеграли в правій частині будь-якого рядка системи (2.12) - це внесок у поле на поверхні одного з вібраторів від кожного з N елементів антенної решітки, таким чином, загальне число інтегралів у системі дорівнює квадрату числа елементів решітки.

Отримана система (2.12) описує в самоузгодженій постановці систему з N вібраторів з урахуванням взаємного впливу їх один на одного. У окремому випадку, за відсутності взаємного зв'язку (наприклад, у разі значної межелементної відстані, тобто за умови $d \rightarrow \infty$), ядра системи (2.12) прагнуть до нуля. Легко переконатися, що в цьому разі система розпадається на N незалежних систем щодо струму в кожному відокремленому вібраторі (тобто на N незалежних рівнянь Поклінгтона).

2.4 Розв'язування системи зв'язаних інтегральних рівнянь математичного опису вібраторних антенних решіток

Система (2.12) є узагальненням рівняння Поклінгтона для одиничного елемента і розв'язується в п'ять етапів

1-й етап.

Вибираємо систему базисних функцій

$$f_{1n}(z), f_{2n}(z), \dots, f_{Nn}(z) \quad (2.18)$$

за якими розкладається передбачуване рішення на першому, другому і N-му вібраторах.

При цьому можлива ситуація, в якій кількість базисних функцій на кожному вібраторі неоднакова

$$N_1 \neq N_N, \quad (2.19)$$

а їхній вигляд на різних вібраторах різний. Виходить система рівнянь

$$\begin{cases} I_1(z) = \sum_{n=1}^{N_1} I_{1n} f_{1n}(z) \\ I_2(z) = \sum_{n=1}^{N_2} I_{2n} f_{2n}(z) \\ \dots \\ I_N(z) = \sum_{n=1}^{N_N} I_{Nn} f_{Nn}(z) \end{cases} \quad (2.20)$$

2-й етап.

Підставляємо розкладання (2.20) у вихідну систему інтегральних рівнянь (2.12) і, змінюючи порядок підсумовування та інтегрування, отримуємо:

$$\begin{cases} E_{\text{ст } 1}^z(z) = \sum_{n=1}^{N_1} I_{1n} \int_{-L_1}^{L_1} f_{1n}(z') K_{11}(z, z') dz' + \dots + \sum_{n=1}^{N_N} I_{Nn} \int_{-L_N}^{L_N} f_{Nn}(z') K_{1N}(z, z') dz' \\ E_{\text{ст } 2}^z(z) = \sum_{n=1}^{N_1} I_{1n} \int_{-L_1}^{L_1} f_{1n}(z') K_{21}(z, z') dz' + \dots + \sum_{n=1}^{N_N} I_{Nn} \int_{-L_N}^{L_N} f_{Nn}(z') K_{2N}(z, z') dz' \\ \dots \\ E_{\text{ст } N}^z(z) = \sum_{n=1}^{N_1} I_{1n} \int_{-L_1}^{L_1} f_{1n}(z') K_{N1}(z, z') dz' + \dots + \sum_{n=1}^{N_N} I_{Nn} \int_{-L_N}^{L_N} f_{Nn}(z') K_{NN}(z, z') dz' \end{cases} \quad (2.21)$$

3-й етап.

Формуємо систему лінійних алгебраїчних рівнянь на основі методу Галеркіна. На цьому етапі конкретизуємо і спростимо ситуацію, вважатимемо, що струм на кожному вібраторі описується трьома базисними функціями. Далі, послідовно помноживши праву і ліву частини рівнянь системи (2.21) на проекційні функції $f_m(z)$, отримаємо систему лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАП) $M = 3N$ порядку щодо невідомих базисних коефіцієнтів на кожному вібраторі:

$$\begin{aligned}
 \int_{-L_1}^{L_1} E_{cm1}^z(z) f_m(z) dz &= \sum_{n=1}^{N=3} I_{1n} \int_{-L_1}^{L_1} \int_{-L_1}^{L_1} f_n(z') f_m(z) K_{11}(z, z') dz' dz + \dots \\
 &+ \sum_{n=1}^{N=3} I_{Nn} \int_{-L_1}^{L_1} \int_{-L_N}^{L_N} f_n(z') f_m(z) K_{1N}(z, z') dz' dz; \quad 1 \leq m \leq 3 \\
 \int_{-L_2}^{L_2} E_{cm2}^z(z) f_m(z) dz &= \sum_{n=1}^{N=3} I_{1n} \int_{-L_2}^{L_2} \int_{-L_1}^{L_1} f_n(z') f_m(z) K_{21}(z, z') dz' dz + \dots \\
 &+ \sum_{n=1}^{N=3} I_{Nn} \int_{-L_2}^{L_2} \int_{-L_N}^{L_N} f_n(z') f_m(z) K_{2N}(z, z') dz' dz; \quad 1 \leq m \leq 3 \\
 &\dots \\
 \int_{-L_N}^{L_N} E_{cmN}^z(z) f_m(z) dz &= \sum_{n=1}^{N=3} I_{1n} \int_{-L_N}^{L_N} \int_{-L_1}^{L_1} f_n(z') f_m(z) K_{N1}(z, z') dz' dz + \dots \\
 &+ \sum_{n=1}^{N=3} I_{Nn} \int_{-L_N}^{L_N} \int_{-L_N}^{L_N} f_n(z') f_m(z) K_{NN}(z, z') dz' dz, \quad 1 \leq m \leq 3
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Систему (2.21) можна переписати в більш наочному вигляді, ввівши наскрізну нумерацію базисних функцій і струмів:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1 = i_1 z_{1,1} + i_2 z_{1,2} + i_3 z_{1,3} + i_4 z_{1,4} + i_5 z_{1,5} + i_6 z_{1,6} + \dots + i_M z_{1,M}; \\ u_2 = i_1 z_{2,1} + i_2 z_{2,2} + i_3 z_{2,3} + i_4 z_{2,4} + i_5 z_{2,5} + i_6 z_{2,6} + \dots + i_M z_{2,M}; \\ u_3 = i_1 z_{3,1} + i_2 z_{3,2} + i_3 z_{3,3} + i_4 z_{3,4} + i_5 z_{3,5} + i_6 z_{3,6} + \dots + i_M z_{3,M}; \\ u_4 = i_1 z_{4,1} + i_2 z_{4,2} + i_3 z_{4,3} + i_4 z_{4,4} + i_5 z_{4,5} + i_6 z_{4,6} + \dots + i_M z_{4,M}; \\ u_5 = i_1 z_{5,1} + i_2 z_{5,2} + i_3 z_{5,3} + i_4 z_{5,4} + i_5 z_{5,5} + i_6 z_{5,6} + \dots + i_M z_{5,M}; \\ u_6 = i_1 z_{6,1} + i_2 z_{6,2} + i_3 z_{6,3} + i_4 z_{6,4} + i_5 z_{6,5} + i_6 z_{6,6} + \dots + i_M z_{6,M}; \\ \dots \\ u_M = i_1 z_{M,1} + i_2 z_{M,2} + i_3 z_{M,3} + i_4 z_{M,4} + i_5 z_{M,5} + i_6 z_{M,6} + \dots + i_M z_{M,M}. \end{array} \right. \quad (2.23)$$

Або в матричному вигляді

$$[U] = [Z][I] \quad (2.24)$$

де u_i ($1 \leq i \leq M$) - це амплітуди напруги, що виражаються через інтеграли від напруженості стороннього електричного поля:

$$u_i = \int_{-L}^L E_{cmi}^z(z) f_i(z) dz, \quad (2.25)$$

Причому вектор-стовпець лівих частин для хвильового каналу має вигляд

$$[U] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2U_{01} \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

де $2U_{01}$ - це напруга дельта-джерела, увімкненого в центрі активного елемента (центральний сегмент активного елемента має 5-й порядковий

номер), інші елементи вектора $[U]$ дорівнюють нулю; елементи матриці $[Z]$ - узагальнених взаємних імпедансів

$$Z_{ij} = \int_{-L}^L \int_{-L}^L f_i(z') f_j(z) \cdot K_{ij}(z, z') dz' dz ; \quad (2.27)$$

а $[I]$ - це вектор невідомих базисних коефіцієнтів.

4-й етап.

Розв'язуємо систему рівнянь (2.23) будь-яким відомим способом, наприклад методом Гауса. У результаті розв'язання буде знайдено базисні коефіцієнти струмів.

5-й етап.

За знайденими коефіцієнтами на основі (2.20) відновлюється струм у кожному вібраторі, потім знаходиться вхідний опір активного вібратора і ДН усієї системи.

Результати розв'язання системи й обчислення ДН 5-елементної ВК (рис. 2.8) подано на рис. 2.9.

Розглянутий вище окремий приклад електродинамічного аналізу дротяних антен можна легко алгоритмізувати в доступних математичних пакетах.

Набагато зручнішою є реалізація електродинамічної моделі в універсальних пакетах, спеціально розроблених для розрахунку характеристик дротяних структур доволі загального вигляду. До таких пакетів належать насамперед пакети серії NEC та їхні численні варіації (winNEC, miniNEC, SuperNEC, MMANA).

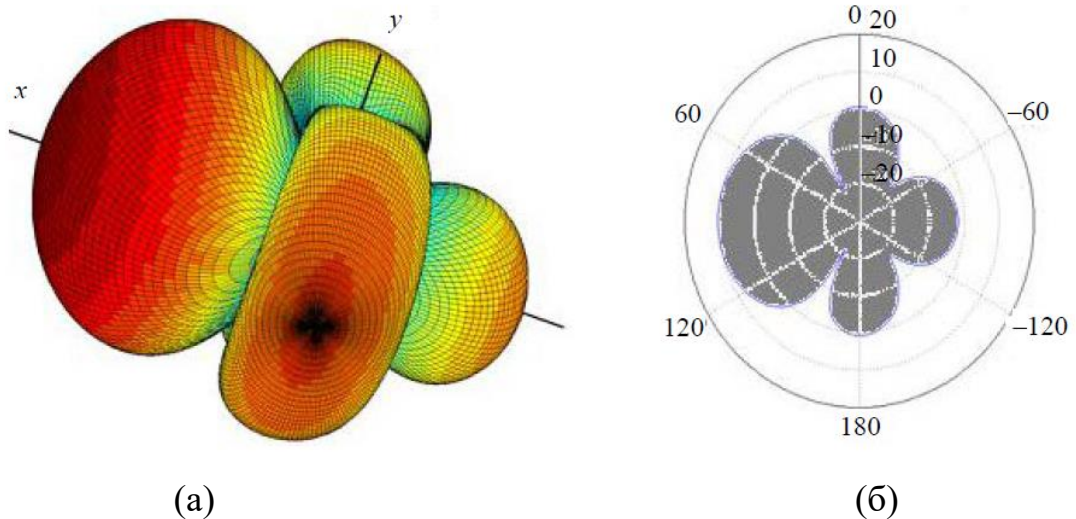


Рисунок 2.9 – Просторова діаграма випромінювання (а) п'ятиелементної антени типу хвильовий канал та її проекція на площину (б)

2.5 Метод наведених ЕРС математичного опису вібраторних антенних решіток

Як показують розрахунки й експеримент, уявлення розподілу струму по вібратору у вигляді залежності $\sin(k-l|z|)$ - є досить точним, якщо він тонкий і близький до напівхвильового. Метод урахування випромінювання і взаємного впливу випромінювачів один на одного за такого наближення отримав назву методу наведених ЕРС.

Якщо задати струм уздовж елементів АР у вигляді $I = I_m \sin(k-l|z|)$, де I_m - невідомий коефіцієнт струму на m -му вібраторі та підставити його в (2.23), то система інтегральних рівнянь зведеться до системи лінійних алгебраїчних рівнянь і для п'ятиелементної АР матиме вигляд

$$\begin{cases} u_1 = i_1 z_{1,1} + i_2 z_{1,2} + i_3 z_{1,3} + i_4 z_{1,4} + i_5 z_{1,5}; \\ u_2 = i_1 z_{2,1} + i_2 z_{2,2} + i_3 z_{2,3} + i_4 z_{2,4} + i_5 z_{2,5}; \\ u_3 = i_1 z_{3,1} + i_2 z_{3,2} + i_3 z_{3,3} + i_4 z_{3,4} + i_5 z_{3,5}; \\ u_4 = i_1 z_{4,1} + i_2 z_{4,2} + i_3 z_{4,3} + i_4 z_{4,4} + i_5 z_{4,5}; \\ u_5 = i_1 z_{5,1} + i_2 z_{5,2} + i_3 z_{5,3} + i_4 z_{5,4} + i_5 z_{5,5}. \end{cases} \quad (2.28)$$

Інтеграли в z_{ij} можуть бути виражені через інтегральний синус і косинус. Для паралельних вібраторів однакової довжини активна і реактивна складова дорівнюють відповідно [10]:

$$r_{ij} = -30 \left\{ 2 \cdot \text{Ci}(kd) - \text{Ci} \left(k \left(\sqrt{d^2 + \left(\frac{\lambda}{2} \right)^2} + \frac{\lambda}{2} \right) \right) - \text{Ci} \left(k \left(\sqrt{d^2 + \left(\frac{\lambda}{2} \right)^2} - \frac{\lambda}{2} \right) \right) \right\}; \quad (2.29)$$

$$x_{ij} = -30 \left\{ 2 \cdot \text{Si}(kd) - \text{Si} \left(k \left(\sqrt{d^2 + \left(\frac{\lambda}{2} \right)^2} + \frac{\lambda}{2} \right) \right) - \text{Si} \left(k \left(\sqrt{d^2 + \left(\frac{\lambda}{2} \right)^2} - \frac{\lambda}{2} \right) \right) \right\}. \quad (2.30)$$

де d - відстань між елементами, а функцію інтегрального косинусу і синусу мають вигляд

$$\text{Ci}(x) = \int_x^\infty \frac{\cos(x)}{x} dx, \quad \text{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin(x)}{x} dx \quad (2.31)$$

Елементи вектора-стовпця лівих частин для антени хвильовий канал дорівнюють нулю, окрім елемента, що належить до активного вібратора (елемент $2u$). У результаті розв'язання СЛАР знаходяться значення амплітуд струмів I_m .

Наближено діаграма спрямованості хвильовий канал може бути оцінена на основі теореми перемноження ДС:

$$F_{AP}(\theta, \varphi) \cong F_{\text{сис}}(\theta, \varphi) F_{\text{ел}}(\theta, \varphi), \quad (2.32)$$

де $F_{\text{сис}}(\theta, \varphi)$ - це множник системи, а $F_{\text{ел}}$ - це діаграма спрямованості одиночного елемента.

Множник системи визначається співвідношенням:

$$F_{\text{снс}}(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{ik y_n \sin \theta \sin \varphi} . \quad (2.33)$$

де I_n - знайдені зі СЛАР амплітуди струму; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - хвильове число для умов вільного простору; N - кількість елементів у решітці; y_n - координата n -го елемента, система координат у якій розташовується хвильового каналу, зображена на рис. 2.10.

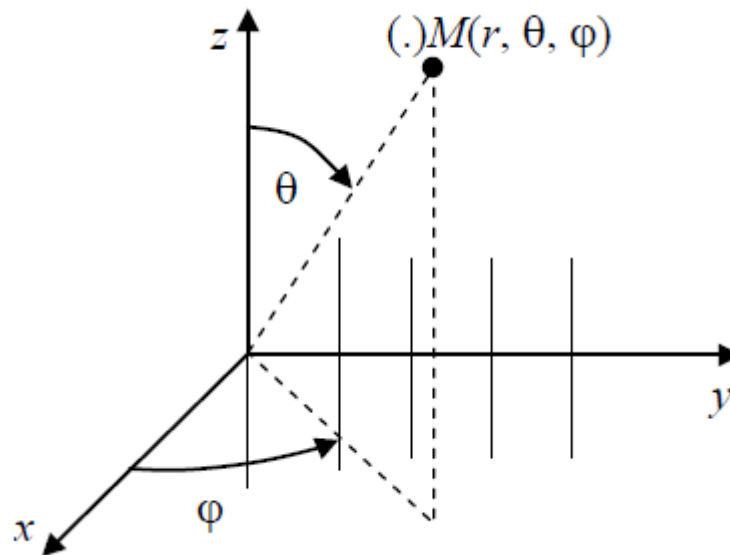


Рисунок 2.10 – Система координат для математичного опису вібраторних антенних решіток

Діаграма спрямованості елемента системи (півхвильового вібратора):

$$F_{\text{ЕЛ}}(\theta, \varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} . \quad (2.34)$$

Наведена методика є простішою, ніж метод, що базується на розв'язанні системи інтегральних рівнянь. Точності розрахунку польових характеристик виявляється достатньо для оціночних розрахунків та експрес-оцінок. Такий

підхід до розрахунку польових характеристик антени реалізовано в програмі «YAGIMAX». Основним недоліком методу є низька точність при розрахунку вхідного опору антени.

2.6 Висновки до розділу

У другому розділі було проведено комплексний аналіз теоретичних основ, необхідних для подальшого проєктування та дослідження фазованої антенної решітки на основі елементів Ягі–Уда. Розглянуто конструктивні особливості класичної антени Ягі–Уда, її функціональні властивості та ключові параметри, які визначають спрямованість, підсилення та ефективність роботи в широкому спектрі радіотехнічних застосувань. Детальний розгляд багатоелементних дровових антен цього типу дозволив узагальнити фактори, що впливають на вибір довжин елементів, їх взаємне розташування та вплив дифракційних і взаємних ефектів на характеристику випромінювання.

У підрозділах, присвячених математичному опису вібраторних антенних решіток, було сформовано фундаментальну базу для моделювання складних багатовібраторних структур. Зокрема, застосування інтегральних рівнянь для опису електромагнітних процесів у системі пов'язаних провідників забезпечило можливість точного відтворення розподілу струмів у антенних елементах. Проаналізовано методи розв'язування таких систем, що дозволило визначити особливості їхнього числового подання та залежність точності результатів від обраних підходів дискретизації.

Окремо розглянуто метод наведених ЕРС, який є одним з найбільш практичних інструментів розрахунку характеристик вібраторних решіток, у тому числі при значній кількості елементів. Показано, що цей метод дозволяє ефективно враховувати взаємодію між вібраторами, забезпечує достатню точність відтворення амплітудно-фазового розподілу струмів та є зручним для аналітичного й числового моделювання антен типу Ягі–Уда. Сформовані

теоретичні положення слугують основою для наступних етапів дослідження: оптимізації параметрів антенного елемента, розроблення фазованої структури 3×3 та аналізу її електродинамічних характеристик.

Таким чином, у розділі узагальнено сучасні підходи до аналізу та математичного опису антен Ягі–Уда та вібраторних антенних решіток, що створює необхідне теоретичне підґрунтя для розроблення та моделювання фазованої антенної решітки, яка розглядається у подальших розділах роботи.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК ДРОТОВИХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ

3.1 Сфери застосування фазованих антенних решіток

Антенні решітки широко використовуються в різних галузях, таких як радари, зв'язок, навігація та дистанційне зондування. Порівняно з однією антеною, антенна решітка зазвичай має високий коефіцієнт посилення, можливість сканування променя та гнучку здатність керування формою діаграми спрямованості. Особливо в бездротовому зв'язку п'ятого (5G) та шостого (6G) поколінь, конструкція антенних решіток була визначена як одна з ключових технологій для систем, що підтримують зростаючий попит на з'єднання та швидкість передачі даних [1].

Технологія фазованих антенних решітчастих антен (ФАР) традиційно використовується у військових для радіолокаційних та супутникових застосувань [11] і в даний час також є тенденцією в нових застосуваннях для комерційних цілей, через зростаючу потребу у вищих швидкостях передачі даних у комунікаційних пристроях, таких як стільникові пристрої 5G та Інтернет речей [12]. Ця технологія має багато переваг у продуктивності порівняно зі звичайними механічними скануючими антенами [13], такими як багатофункціональність, перемикання променів, підтримка бажаного часу сканування, здатність відстежувати велику кількість цілей, гнучкість у використанні спеціальних та виділених променів з адекватними параметрами форми хвилі відповідно до вимог цілі, нульове відстеження [14], покращена надійність системи, що досягається завдяки уникненню рухомих частин, та плавна деградація [15]. На продуктивність антени AESA значною мірою впливають багато технічних параметрів [16], таких як тип сітки, відстань між елементами, спрямованість елементів, смуга пропускання, апертура кута сканування та зв'язок між елементами, що зазвичай є небажаним фізичним явищем, яке важко спостерігати аналітично [17].

Антенні решітки в режимі прийому широко використовуються для сканування простору та надання просторової інформації про існування джерел сигналу. Оцінка напрямку приходу (DOA) за допомогою сенсорних решіток є важливою проблемою в багатьох застосуваннях і є основою більшості адаптивних алгоритмів обробки решіток. DOA сигналів, що потрапляють на решітку, слід оцінити перед застосуванням необхідних адаптивних методів. Широкий спектр робіт було опубліковано в контексті методів на основі підпростору, таких як класифікація множинних сигналів (MUSIC), алгоритм root-MUSIC та оцінка параметра сигналу за допомогою методів інваріантності обертання (ESPRIT). Ці методи здатні розділяти близько розташовані джерела та забезпечувати оцінку DOA сигналів з високою роздільною здатністю [11-15]. Практично ці алгоритми часто можуть серйозно зазнавати впливу взаємного зв'язку між елементами решітки. Згадані вище алгоритми класифікуються як алгоритми оцінки параметрів на основі моделі (MBPE), вони припускають відсутність взаємного зв'язку між елементами решітки [16]. Однак, коли на решітку впливають ефекти взаємного зв'язку, вектор керування не задовольняє модель. В ідеальних ситуаціях передбачається, що вектор керування відомий, що значною мірою залежить від геометрії решітки та положення сигналу. Це не є точним припущенням, оскільки вектор керування в практичних антенних решітках може бути спотворений взаємним зв'язком, неоднозначностями посилення/фази антенної решітки та збуренням розташування датчиків [17]. Взаємний зв'язок між елементами антенної решітки може значно погіршити продуктивність вищезгаданих методів оцінки DOA з високою роздільною здатністю та пов'язаних з ними алгоритмів обробки сигналів [16-21]. Внаслідок цього цей небажаний ефект привернув увагу багатьох дослідників, які працюють у цьому контексті [16, 22-31]. Це дослідження зосереджено на методах, які використовують матриці взаємного імпедансу (MIM) для компенсації ефектів взаємного зв'язку. Гупта та Ксієнські в [18] досліджували вплив взаємного зв'язку на продуктивність адаптивних антен за допомогою

методу МІМ. Автори у вищезгаданому посиланні змоделювали ефекти взаємного зв'язку антенної решітки як $(N + 1)$ -термінальну лінійну незмінну в часі (LTI) мережу. МІМ перетворює напруги на терміналах у так звані «напруги розімкнутого ланцюга». Потім ці напруги можна застосувати до алгоритмів обробки сигналів масиву, таких як оцінка DOA та формування променя.

Для досягнення широкого просторового покриття поширеною є реалізація антенної решітки за допомогою всеспрямованих антенних технологій, таких як патч-антена або дипольна антена, розташована на відстані $\lambda / 2$ між кожним елементом [18]. На жаль, цей тип антенної решітки має низьку спрямованість і тому страждає від суттєвих недоліків, таких як потреба у великій кількості елементів або більшій потужності елементів, а також серйозні вимоги до охолодження для уникнення фазових відхилень, що псує вимірювання кута моноімпульсів. Супердирективні антенні решітки користуються популярністю в академічному світі, оскільки вони забезпечують вищу спрямованість, ніж рівномірно збуджені антенні решітки такої ж довжини. Протягом багатьох років було проведено значні дослідження можливостей супердирективних антенних решіток, в результаті яких були знайдені теоретичні обмеження, такі як діаграма спрямованості антенної решітки (ДР) та спрямованість у залежності від відстані між елементами, допуск та смуга пропускання за різних припущень [19]. В деяких інших дослідженнях використовувалися оптимізовані поліноміальні методи для генерації функцій супердирективної решітки шляхом зміни кількості елементів та довжини решітки зі зміненими параметрами решітки [20] або більш щільними елементами [21]. Дослідження показують, що причини уникнення спрямованих елементів у класичних ПА включають як зв'язок, що виникає між елементами, що впливає на ДР, так і обмеження кутового сканування через діаграму спрямованості елементів (ДР) [27].

Як показано в [22, 23], «напруги холостого ходу» – це напруги за наявності інших елементів антени з холостим ходом. У вищезгаданому випадку

вплив взаємного зв'язку був зменшений, але не усунений. Як альтернатива, у [23, 24] було представлено модифікований метод розв'язки. Також було введено інше формулювання, за допомогою якого розраховується «матриця взаємного імпедансу прийому» (RMIM). Ця схема була типово представлена в [25-27, 29] для компенсації ефектів взаємного зв'язку із застосуванням для оцінки DOA сигналів та адаптивного нульового усунення сигналів перешкод. У посиланні [29] представлена схема розрахунку MIM наступним чином. Для антенних решіток з простими всеспрямованими антенами, такими як монополі або диполі, розподіл струму залишається незмінним на їх резонансних частотах незалежно від азимутального кута приходу, тоді як кут піднесення сигналу приходу не надто далеко від площини, перпендикулярної до осі антени. Отже, взаємний імпеданс між елементами решітки є інваріантним відносно азимутального кута вхідних сигналів. Користуючись цим спостереженням, можна виміряти струми та напруги на терміналах антени при $N - 1$ різних кутах вхідного сигналу, φ_n , $n = 1, 2, \dots, N - 1$. Потім дані використовуються для обчислення взаємного імпедансу між кожною парою елементів шляхом одночасного обчислення взаємного імпедансу $N - 1$, N - елементної решітки [29].

Зазвичай, взаємний імпеданс між кожною парою елементів у приймальній антенній решітці залежить від глибини падіння сигналу. Як згадувалося раніше, коли антенні елементи мають всеспрямовану діаграму спрямованості, як у дипольних або монопольних антенах, взаємний імпеданс не залежить від глибини падіння падаючого сигналу [23-25]. Однак це не стосується антенних решіток зі спрямованими антенами в широкому сенсі [28]. Хоча у вузькому сенсі для решіток зі спрямованими антенними елементами, таких як решітками Ягі-Уда, які побудовані з тонких дротяних елементів, розподіл струму фіксований, оскільки азимутальний кут падіння не надто далекий від площини, нормалі до решіткою, і майже перпендикулярний до осі дротів (тобто $70^\circ \leq \varphi \leq 110^\circ$) [23-25]. Тому взаємний імпеданс є інваріантним відносно цього обмеженого азимутального кута

падіння. Вся вищезгадана література стосувалася антенних решіток зі всеспрямованими антенами. Нещодавно Челік та ін. [32] експериментально оцінили продуктивність інтелектуальної антенної системи зі спрямованими елементами. Їхні зусилля підтвердили перевагу антен Yagi-Uda над всеспрямованими в оцінці DOA падаючих сигналів.

У статті [21] запропонований новий підхід до проектування діапазону покриття антени AESA, припускаючи задану кількість елементів, шляхом розробки незвичайної 3D-решітки на основі спрямованого елемента Ягі-Уда з Н-подібною діаграмою спрямованості $\pm 20^\circ$ [22]. Як наслідок, було досягнуто дуже високого коефіцієнта посилення антени як у режимі передачі, так і в режимі прийому. Основний принцип, який забезпечив роботу цих надспрямованих лінійних антен, полягав у незмінній спрямованості елемента порівняно зі складними методами паразитно-навантаженої надспрямованості [23] та структурами живлення зі змінною фазою [24]. Спрямованість елемента використовувалася подвійно як для досягнення високого коефіцієнта посилення системи, так і для придушення пелюсток решітки (GL), що дозволило збільшити спрямованість азимутальної AF (Array Factor) шляхом збільшення відстаней азимутальних елементів від $0,75\lambda$ у звичайному сканованому масиві за допомогою $\pm 20^\circ$, до λ .

Результати CST для решітки елементів Ягі-Уди 4×4 з відстанню λ між сусідніми елементами показали досягнення вузької азимутальної та кутової ширини променя і, як наслідок, значного покращення спрямованості, включаючи зв'язок, порівняно зі стандартними дипольними решітками. Кращих характеристик, безумовно, можна досягти в розділеній архітектурі радару [25], використовуючи методи радару MIMO [26], шляхом розподілу сітки елементів на еквівалентну відстань 2λ значно зменшити зв'язок до значень, якими нехтують, менше ніж -30 дБ. Отже, досягнута висока АР збільшила дальність виявлення зі значно нижчою інтенсивністю радіочастот для кожного елемента, або, як варіант, досягла тієї ж продуктивності з меншою кількістю елементів, згідно з рівнянням радару [27]. Ще однією

перевагою цієї структури антени є можливість підтримки комбінованого модуля та антени на єдиній платі завдяки діаграмі спрямованості End-Fire [28], що робить її дешевою та уможлиблює масове виробництво.

Обраний тип елемента базувався на антені Ягі-Уда, яка була ефективно реалізована на мікросмужковій друкованій платі з використанням оптимальної мережі з балунним живленням [29] (баланс-небаланс) та антиподальною антеною. Цей тип антени був обраний завдяки її високій спрямованості, вузькій смугі та діаграмі спрямованості End-Fire. Антиподальна антена реалізувала диполь на двох різних мікросмужкових шарах: один зверху, а інший знизу, досягаючи високої ізоляції між лівою та правою частинами диполя. Ця реалізація також зменшила розмір елемента завдяки 180° усунення фазозсувного механізму (PS) та розгалужувача, а також ефективно покращення елемента. У [30] було запропоновано реалізацію диполя з конічним заземленням за допомогою балуна, але це виявилось неефективним – через зворотну передачу – тому автори замість цього використали покращене прямокутне заземлення.

3.2 Теоретичне дослідження двоелементної антенної решітки

Припустимо, що досліджувана антена є решіткою з двох нескінченно малих горизонтальних диполів, розташованих уздовж осі z , як показано на рисунку 3.1(а). Сумарне поле, випромінюване двома елементами, за відсутності зв'язку між ними, дорівнює сумі двох полів і в площині y - z має вигляд

$$\mathbf{E}_t = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \hat{\mathbf{a}}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\} \quad (3.1)$$

де β - різниця фазових збуджень між елементами. Величина збудження випромінювачів однакова. Припускаючи спостереження в далекому полі і звертаючись до рисунка 3.1(б),

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &\simeq \theta_2 \simeq \theta \\ r_1 &\simeq r - \frac{d}{2} \cos \theta \\ r_2 &\simeq r + \frac{d}{2} \cos \theta \end{aligned} \right\} \text{for phase variations} \quad (3.2)$$

$$r_1 \simeq r_2 \simeq r \quad \text{for amplitude variations}$$

Рівняння (3.1) зводиться до вигляду

$$\mathbf{E}_t = \hat{\mathbf{a}}_{\theta} j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta [e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2}] \quad (3.3)$$

$$\mathbf{E}_t = \hat{\mathbf{a}}_{\theta} j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left\{ 2 \cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \right] \right\}$$

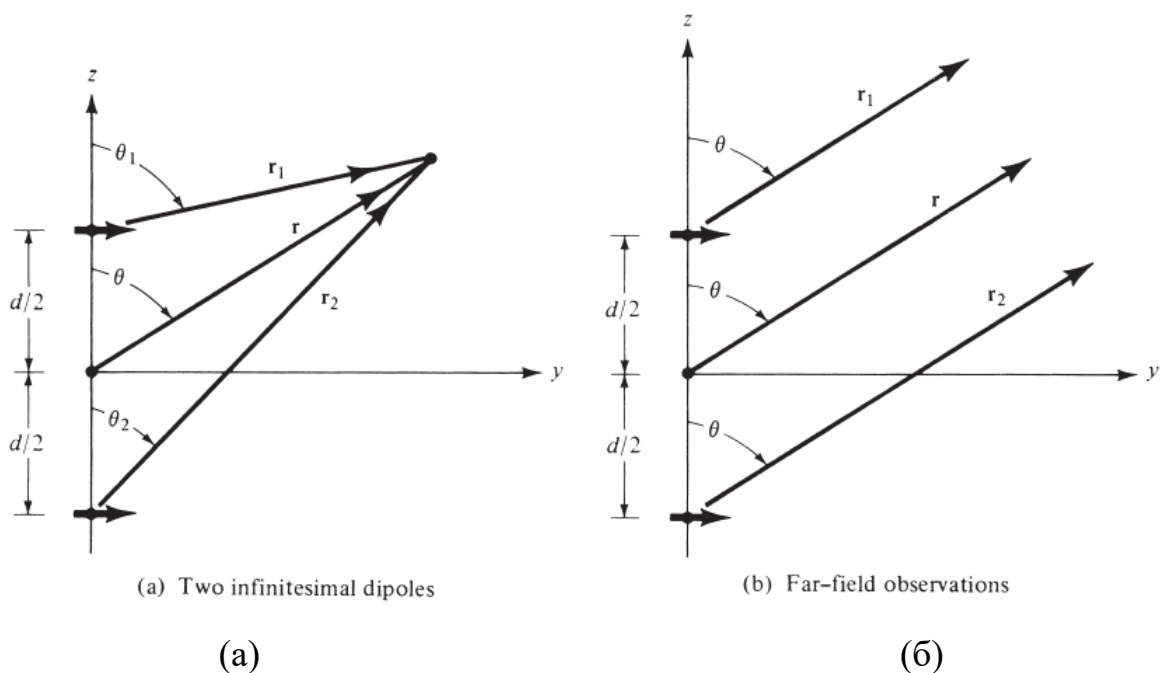


Рисунок 3.1 – Геометрія двоелементної решітки антен, розташованої вздовж осі z: система двох диполів (а) та поле випромінювання в далекій зоні (б)

З (3.3) видно, що повне поле решітки дорівнює полю одного елемента, розташованого на початку координат, помноженому на коефіцієнт, який часто називають коефіцієнтом масиву або множник решітки (array factor, AF). Таким чином, для двоелементної решітки постійної амплітуди фактор решітки визначається як

$$AF = 2 \cos\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right] \quad (3.4)$$

який в нормованому вигляді можна записати як

$$(AF)_n = \cos\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right] \quad (3.5)$$

Коефіцієнт решітки є функцією геометрії решітки і фази збудження. Змінюючи відстань d та/або фазу β між елементами, можна керувати характеристиками фактора решітки та загальним полем решітки.

Проілюстровано, що поле дальньої зони однорідного двоелементного масиву однакових елементів дорівнює добутку поля одного елемента у вибраній точці відліку (зазвичай початку координат) на коефіцієнт масиву цього масиву. Тобто,

$$E(\text{total}) = [E(\text{single element at reference point})] \times [\text{array factor}] \quad (3.6)$$

Це називається шаблонним множенням для масивів однакових елементів, і воно аналогічне шаблонному множенню (3.5) для неперервних джерел. Хоча це було проілюстровано лише для масиву з двох елементів, кожен з яких має однакову амплітуду, це також справедливо для масивів з будь-якою кількістю однакових елементів, які не обов'язково мають однакові амплітуди, фази і/або відстані між ними.

Кожна антенна решітка має свій власний множник решітки. Загалом, множник решітки є функцією кількості елементів, їх геометричного розташування, відносних амплітуд, відносних фаз та відстаней між ними. Якщо елементи мають однакові амплітуди, фази і відстані між собою, то фактор масиву матиме простіший вигляд. Оскільки множник решітки не залежить від характеристик спрямованості самих випромінюючих елементів, його можна сформулювати, замінивши реальні елементи ізотропними (точковими) джерелами. Після того, як множник решітки визначено з використанням масиву точкових джерел, загальне поле реальної решітки отримують за допомогою (3.5). Вважається, що кожне точкове джерело має амплітуду, фазу і розташування відповідного елемента, який він замінює.

Кожна антенна решітка має свій власний множник решітки. Загалом, множник решітки є функцією кількості елементів, їх геометричного розташування, відносних амплітуд, відносних фаз та відстаней між ними. Якщо елементи мають однакові амплітуди, фази і відстані між собою, то фактор масиву матиме простіший вигляд. Оскільки множник решітки не залежить від характеристик спрямованості самих випромінюючих елементів, його можна сформулювати, замінивши реальні елементи ізотропними (точковими) джерелами. Після того, як множник решітки визначено з використанням масиву точкових джерел, загальне поле реальної решітки отримують за допомогою (3.5). Вважається, що кожне точкове джерело має амплітуду, фазу і розташування відповідного елемента, який він замінює.

Щоб краще проілюструвати правило множення шаблонів, на рисунках 3.2, 3.3(а) і 3.4(б) показано нормалізовані шаблони окремого елемента, фактора масиву і всього масиву для кожного з наведених вище прикладів масивів. На кожному рисунку загальний шаблон масиву отримано множенням шаблону окремого елемента на шаблон множника масиву. У кожному випадку шаблон нормалізовано до власного максимуму. Оскільки коефіцієнт масиву для прикладу на рис. 3.3 майже ізотропний (в межах 3 дБ), то діаграма спрямованості елементів і сумарна діаграма спрямованості майже ідентичні

за формою. Найбільша різниця між ними становить близько 3 дБ, і в кожному випадку вона спостерігається в напрямку, вздовж якого фази двох елементів знаходяться у фазовій квадратурі (90° у протифазі). На рисунку 3.3 це відбувається вздовж $\theta = 0^\circ$, тоді як на рисунках 6.4(a,b) це відбувається вздовж $\theta = 90^\circ$. Оскільки фактор масиву на рисунку 6.4(a) має кардіоїдну форму, відповідні йому елементна та сумарна картини значно відрізняються. У загальній картині нуль при $\theta = 90^\circ$ зумовлений елементною картиною, тоді як нуль при $\theta = 0^\circ$ зумовлений фактором масиву. Аналогічні результати показано на рисунку 3.3(б).

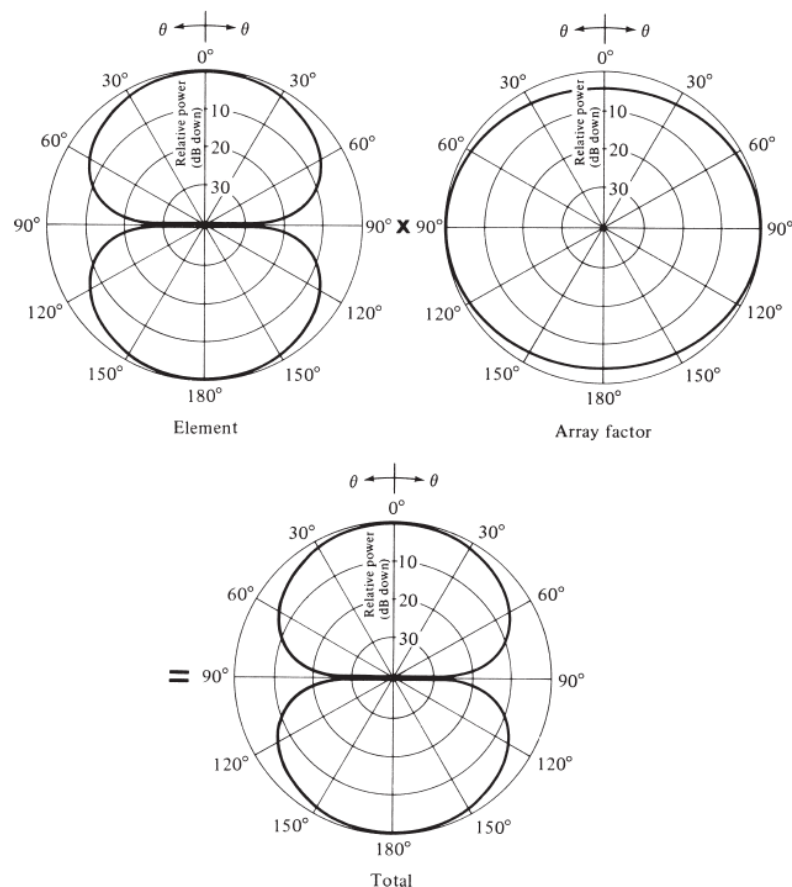


Рисунок 3.2 - Картина поля двоелементної системи нескінченно малих горизонтальних диполів з однаковим фазовим збудженням ($\beta = 0^\circ$, $d = \lambda/4$): елемент, фактор масиву і повна картина поля

Розглянемо масив з двох однакових нескінченно малих диполів, орієнтованих так, як показано на рисунках 3.1(a) і (б). Для відстані d і різниці

фазових збуджень β між елементами знайдіть кути спостереження, під якими виникають нулі решітки. Амплітудне збудження елементів однакове.

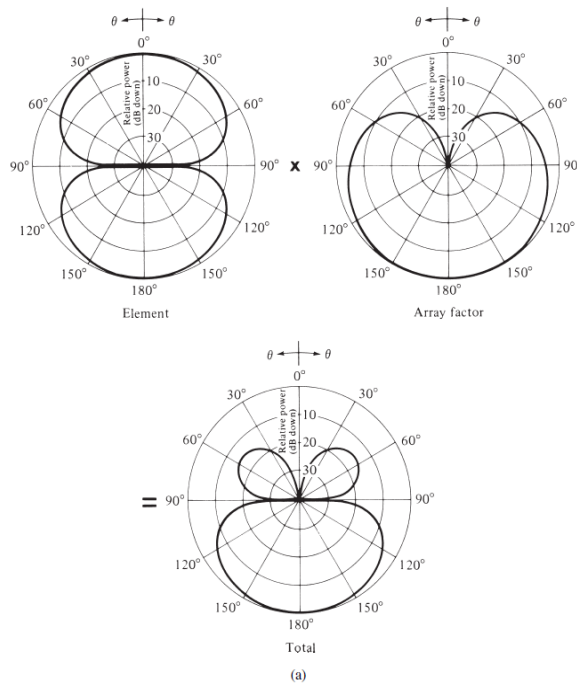


Рисунок 3.3 - Перемноження картини елементів, коефіцієнта масиву та загальної картини масиву двоелементного масиву нескінченно малих горизонтальних диполів з (а) $\beta = +90^\circ$, $d = \lambda/4$.

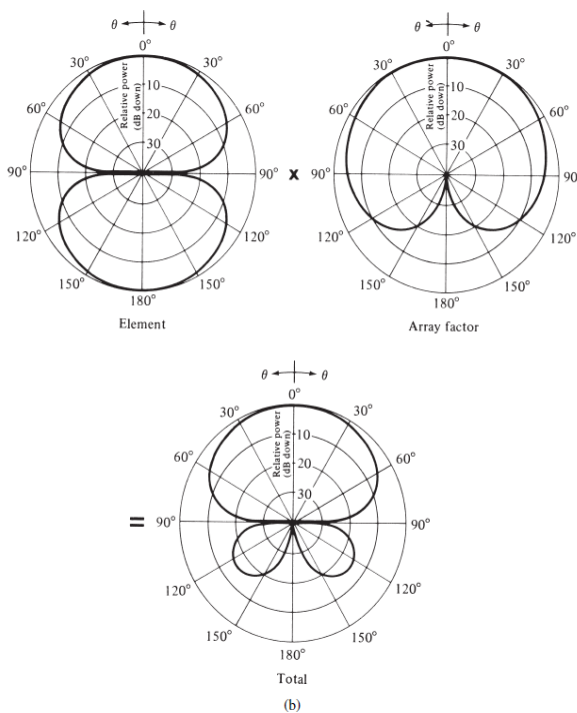


Рисунок 3.4 - Перемноження картини елементів, коефіцієнта масиву та загальної картини масиву двоелементного масиву нескінченно малих горизонтальних диполів з (б) $\beta = -90^\circ$, $d = \lambda/4$.

Множник решітки задається формулою

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (3.6)$$

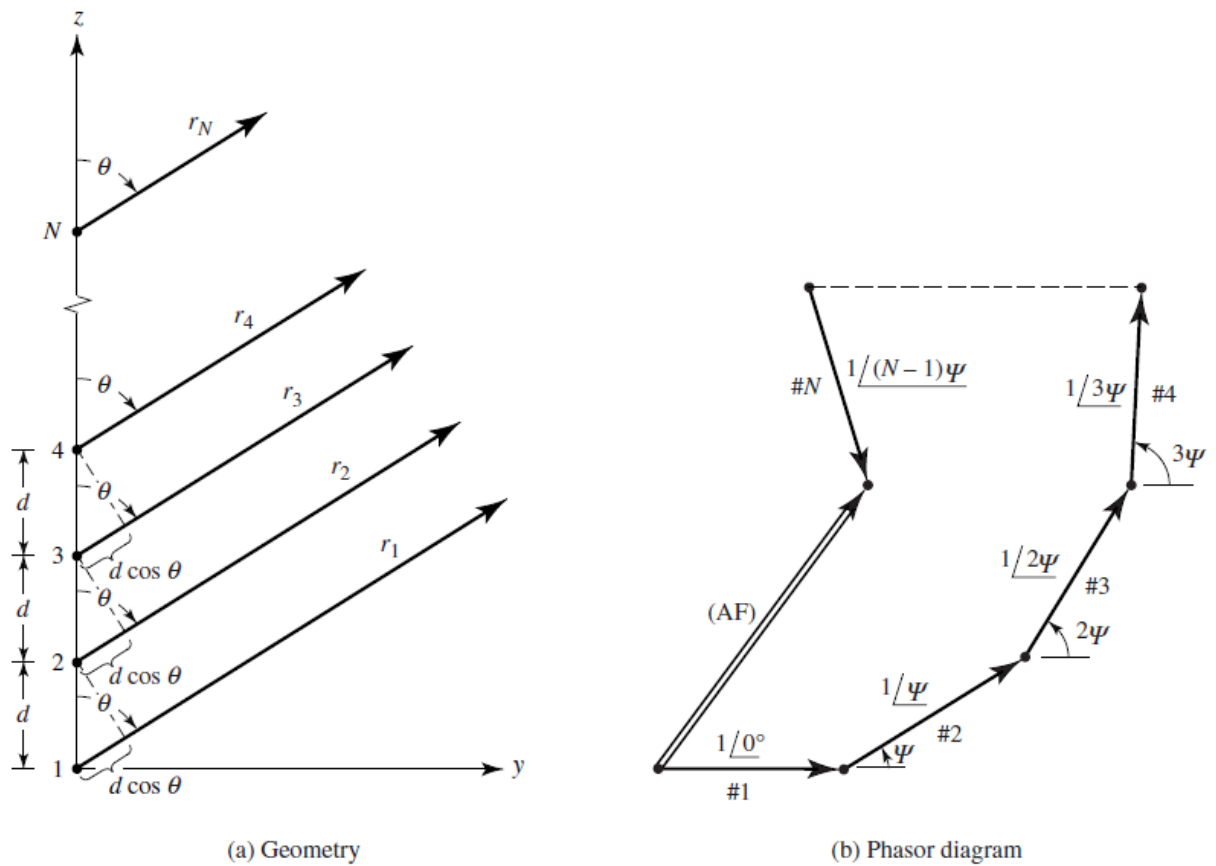


Рисунок 3.5 - Геометрія дальнього поля і фазова діаграма N-елементної решітки ізотропних джерел, розташованих уздовж осі z.

який можна записати як

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi}$$

where $\psi = kd \cos \theta + \beta$ (3.7)

Оскільки загальний коефіцієнт масиву для однорідного масиву є сумою експонент, його можна представити векторною сумою N фаз, кожна з яких має одиничну амплітуду і прогресивну фазу ψ відносно попередньої. Графічно це ілюструє фазова діаграма на рисунку 40.5(b). З фазової діаграми видно, що амплітудою і фазою АФ можна керувати в однорідних масивах шляхом правильного вибору відносної фази ψ між елементами; в неоднорідних масивах амплітуду, як і фазу, можна використовувати для керування формуванням і розподілом сумарного коефіцієнта масиву.

Коефіцієнт масиву в (3.7) можна також виразити в альтернативній, компактній і замкненій формі, функції та їх розподіли якої є більш впізнаваними. Це робиться наступним чином.

Помноживши обидві частини (3.7) на $e^{j\psi}$, можна записати як

$$(AF)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (3.8)$$

Віднімання (40.7) від (40.8) приводить до

$$AF(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}) \quad (3.9)$$

що також можна записати як

$$\begin{aligned} AF &= \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \end{aligned} \quad (3.10)$$

Якщо опорною точкою є фізичний центр масиву, то коефіцієнт масиву (3.10) зменшується до

$$AF = \left[\frac{\sin \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\sin \left(\frac{1}{2} \psi \right)} \right] \quad (3.11)$$

Для малих значень ψ наведений вище вираз можна апроксимувати

$$AF \simeq \left[\frac{\sin \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad (3.12)$$

Максимальне значення (3.11) або (3.12) дорівнює N . Щоб нормалізувати коефіцієнти масиву так, щоб максимальне значення кожного з них дорівнювало одиниці, (3.11) і (3.12) записуються в нормалізованому вигляді як

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\sin \left(\frac{1}{2} \psi \right)} \right] \quad (3.13)$$

$$(AF)_n \simeq \left[\frac{\sin \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\frac{N}{2} \psi} \right] \quad (3.14)$$

Щоб знайти нулі масиву, (3.13) або (3.14) прирівнюються до нуля. Тобто

$$\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi|_{\theta=\theta_n} = \pm n\pi \Rightarrow \theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right]$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

$$n \neq N, 2N, 3N, \dots \text{ with (6-10c)}$$
(3.15)

Для $n = N, 2N, 3N, \dots$, (3.13) досягає максимальних значень, оскільки зводиться до вигляду $\sin(0)/0$. Значення n визначають порядок нулів (перший, другий і т.д.). Щоб нуль існував, аргумент арккосинуса не може перевищувати одиницю. Таким чином, кількість нулів, які можуть існувати, буде функцією відстані між елементами d і різниці фаз збудження β .

Максимальні значення (3.13) мають місце при

$$\frac{\psi}{2} = \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_m} = \pm m\pi \Rightarrow \theta_m = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}(-\beta \pm 2m\pi)\right]$$

$$m = 0, 1, 2, \dots$$
(3.16)

Коефіцієнт масиву (3.14) має лише один максимум і виникає при $m = 0$ в (3.16). Тобто,

$$\theta_m = \cos^{-1}\left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d}\right)$$
(3.17)

який є кутом спостереження, що робить $\psi = 0$.

Точка 3 дБ для коефіцієнта масиву (3.14) має місце, коли

$$\frac{N}{2}\psi = \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_h} = \pm 1.391$$

$$\Rightarrow \theta_h = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right]$$
(3.18)

що також можна записати як

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} - \sin^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right]$$
(3.19)

Для великих значень d ($d \gg \lambda$) вона зводиться до

$$\theta_h \simeq \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (3.20)$$

Напівширина променя Θ_h може бути знайдена після визначення кутів першого максимуму (θ_m) і точки напівпотужності (θ_h). Для симетричної діаграми спрямованості

$$\Theta_h = 2|\theta_m - \theta_h| \quad (3.21)$$

Для коефіцієнта масиву (40.14) існують вторинні максимуми (максимуми малих пелюсток), які виникають приблизно тоді, коли чисельник (3.14) досягає свого максимального значення. Тобто

$$\begin{aligned} \sin \left(\frac{N}{2} \psi \right) &= \sin \left[\frac{N}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] |_{\theta=\theta_s} \simeq \pm 1 \Rightarrow \frac{N}{2} (kd \cos \theta + \beta) |_{\theta=\theta_s} \\ &\simeq \pm \left(\frac{2s+1}{2} \right) \pi \Rightarrow \theta_s \simeq \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N} \right) \pi \right] \right\}, \quad (3.22) \\ &s = 1, 2, 3, \dots \end{aligned}$$

Що також можна записати як

$$\theta_s \simeq \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N} \right) \pi \right] \right\}, \quad s = 1, 2, 3, \dots \quad (3.23)$$

Для великих значень d ($d \gg \lambda$) вона зводиться до

$$\theta_s \simeq \frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N} \right) \pi \right], \quad s = 1, 2, 3, \dots \quad (3.24)$$

Максимум першої малої пелюстки (3.13) відбувається приблизно тоді, коли

$$\frac{N}{2}\psi = \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_s} \simeq \pm \left(\frac{3\pi}{2}\right) \quad (3.16a)$$

або коли

$$\theta_s = \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \frac{3\pi}{N} \right] \right\} \quad (3.25)$$

У цей момент величина (40.14) зменшується до

$$(AF)_n \simeq \left[\frac{\sin \left(\frac{N}{2}\psi \right)}{\frac{N}{2}\psi} \right]_{\substack{\theta=\theta_s \\ s=1}} = \frac{2}{3\pi} = 0.212 \quad (3.26)$$

що в дБ дорівнює

$$(AF)_n = 20 \log_{10} \left(\frac{2}{3\pi} \right) = -13.46 \text{ dB} \quad (3.27)$$

Таким чином, максимум першої малої пелюстки діаграми спрямованості (40.14) на 13,46 дБ нижчий від максимуму на великій пелюстці. Можуть бути отримані більш точні вирази для кута, ширини променя і величини першої малої пелюстки антенної решітки з (40.14).

3.3 Дослідження режиму осьового випромінювання фазованої антенної решітки дрових випромінювачів

Замість того, щоб мати максимальну ширину випромінювання в напрямку до осі решітки, може бути бажано спрямувати його вздовж осі решітки (торцеве випромінювання). Насправді, може знадобитися, щоб вона

випромінювала лише в одному напрямку (або $\theta_0 = 0^\circ$, або 180° , як показано на рис. 3.6).

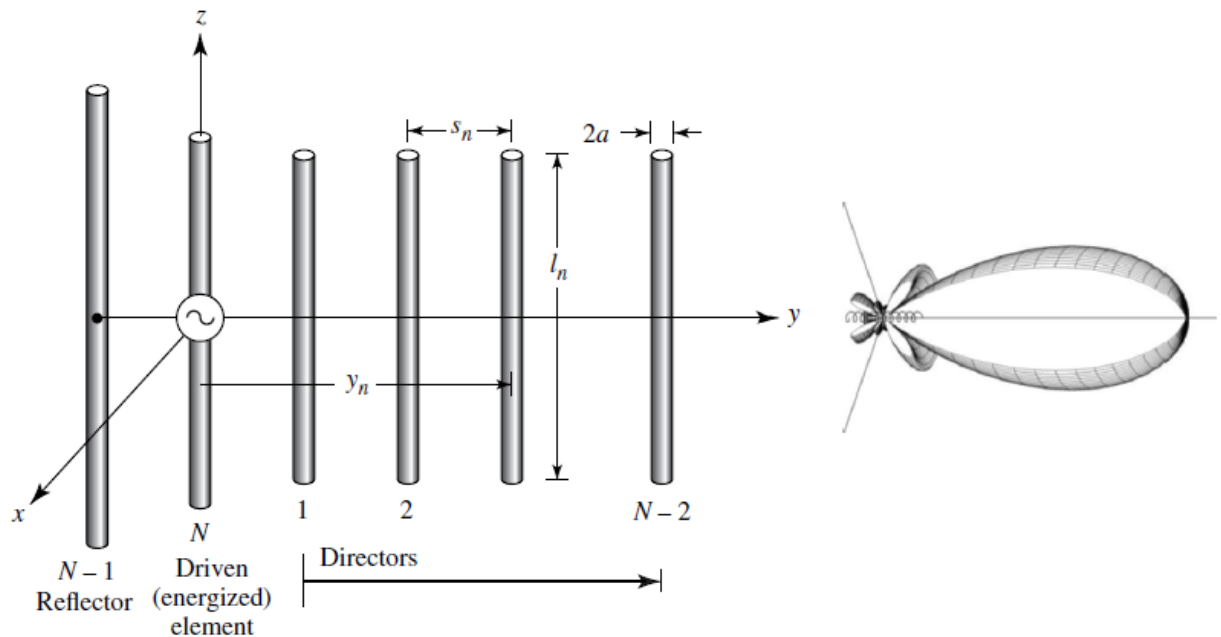


Рисунок 3.6 – Розташування дротових випромінювачів фазованої антенної решітки в режимі осевого випромінювання

Для того, щоб спрямувати перший максимум до $\theta_0 = 0^\circ$,

$$\psi = kd \cos \theta + \beta|_{\theta=0^\circ} = kd + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd \quad (3.28)$$

Якщо перший максимум бажано досягти в напрямку $\theta_0 = 180^\circ$, то

$$\psi = kd \cos \theta + \beta|_{\theta=180^\circ} = -kd + \beta = 0 \Rightarrow \beta = kd \quad (3.29)$$

Таким чином, випромінювання наприкінці вогню досягається, коли $\beta = -kd$ (для $\theta_0 = 0^\circ$) або $\beta = kd$ (для $\theta_0 = 180^\circ$).

Якщо відстань між елементами дорівнює $d = \lambda/2$, то кінцеве випромінювання існує одночасно в обох напрямках ($\theta_0 = 0^\circ$ і $\theta_0 = 180^\circ$). Якщо відстань між елементами кратна довжині хвилі ($d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots$), то на додаток до випромінювання в обох напрямках, існують також максимуми в

бічних напрямках. Таким чином, для $d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots$ існують чотири максимуми: два в напрямку бортів і два вздовж осі масиву. Для того, щоб мати лише один максимум торцевого вогню і уникнути утворення пелюсток решітки, максимальна відстань між елементами повинна бути меншою, ніж $d_{\max} < \lambda/2$.

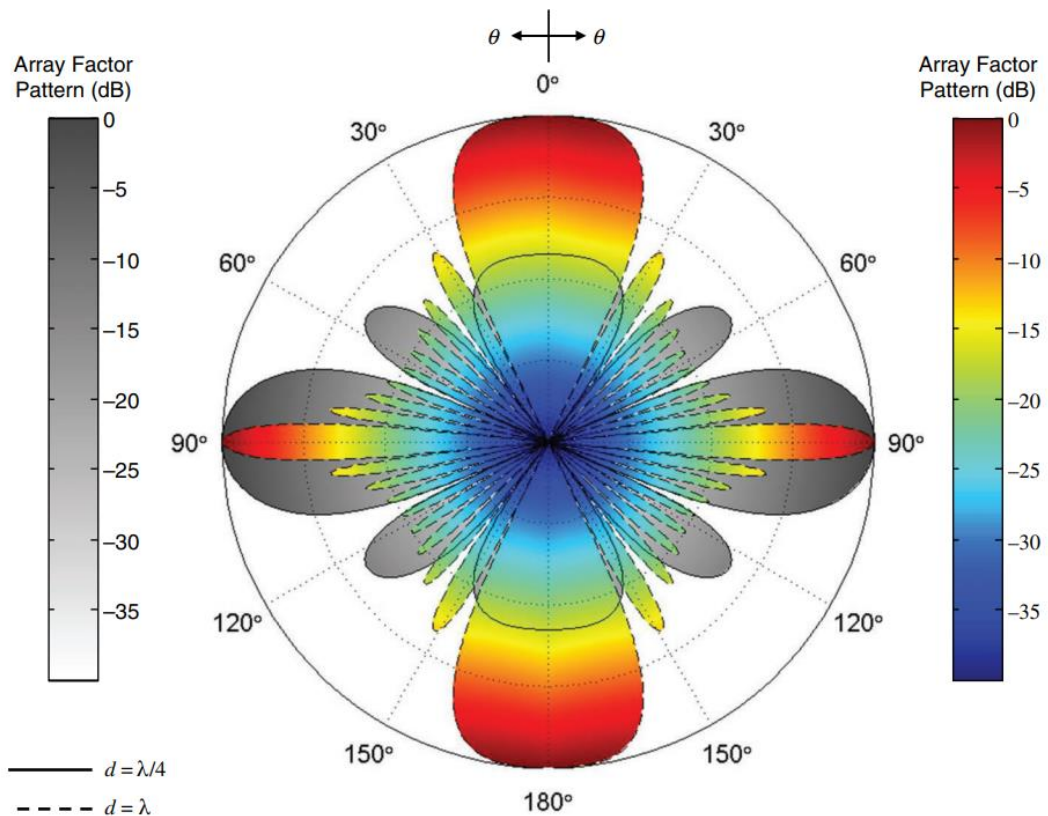


Рисунок 3.7 – Діаграма коефіцієнтів масиву 10-елементної рівномірної амплітудної широкополосної решітки ($N = 10$, $\beta = 0$)

Тривимірні діаграми спрямованості 10-елементної ($N = 10$) решітки з $d = \lambda/4$, $\beta = +kd$ зображено на рисунку 3.8. При $\beta = -kd$ максимум спрямований вздовж $\theta_0 = 0^\circ$ і тривимірна діаграма спрямованості показана на рисунку 3.8(a). Однак, коли $\beta = +kd$, максимум орієнтований на $\theta_0 = 180^\circ$, і тривимірна картина показана на рисунку 3.8(b). Двовимірні патерни рисунків 40.8(a,b) показано на рисунку 40.9. Для порівняння було обчислено фактор масиву того ж масиву ($N = 10$), але з $d = \lambda$ і $\beta = -kd$. Його структура ідентична

структурі масиву з $N = 10$, $d = \lambda$, і показана на рисунку 3.7. Видно, що є чотири максимуми: два по ширині і два вздовж осі масиву.

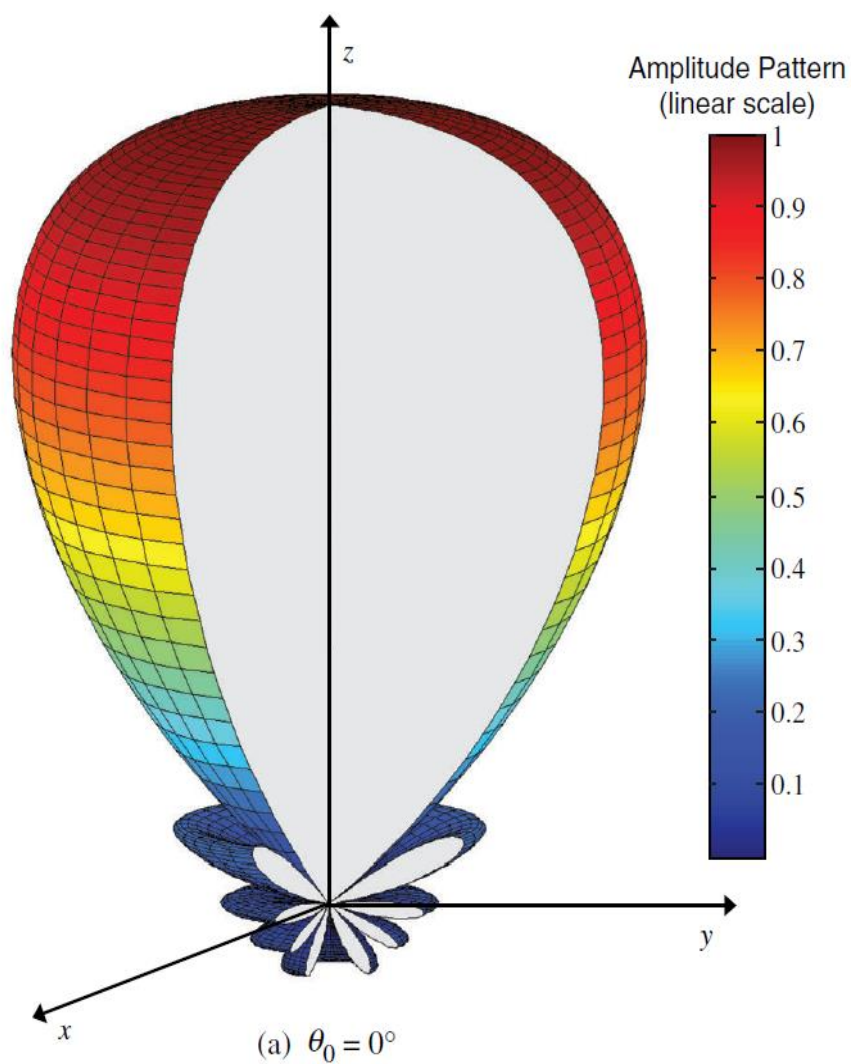


Рисунок 3.8 - Тривимірні амплітудні картини для кінцевих масивів випромінювання в напрямку $\theta_0 = 0^\circ$ ($N = 10$, $d = \lambda/4$)

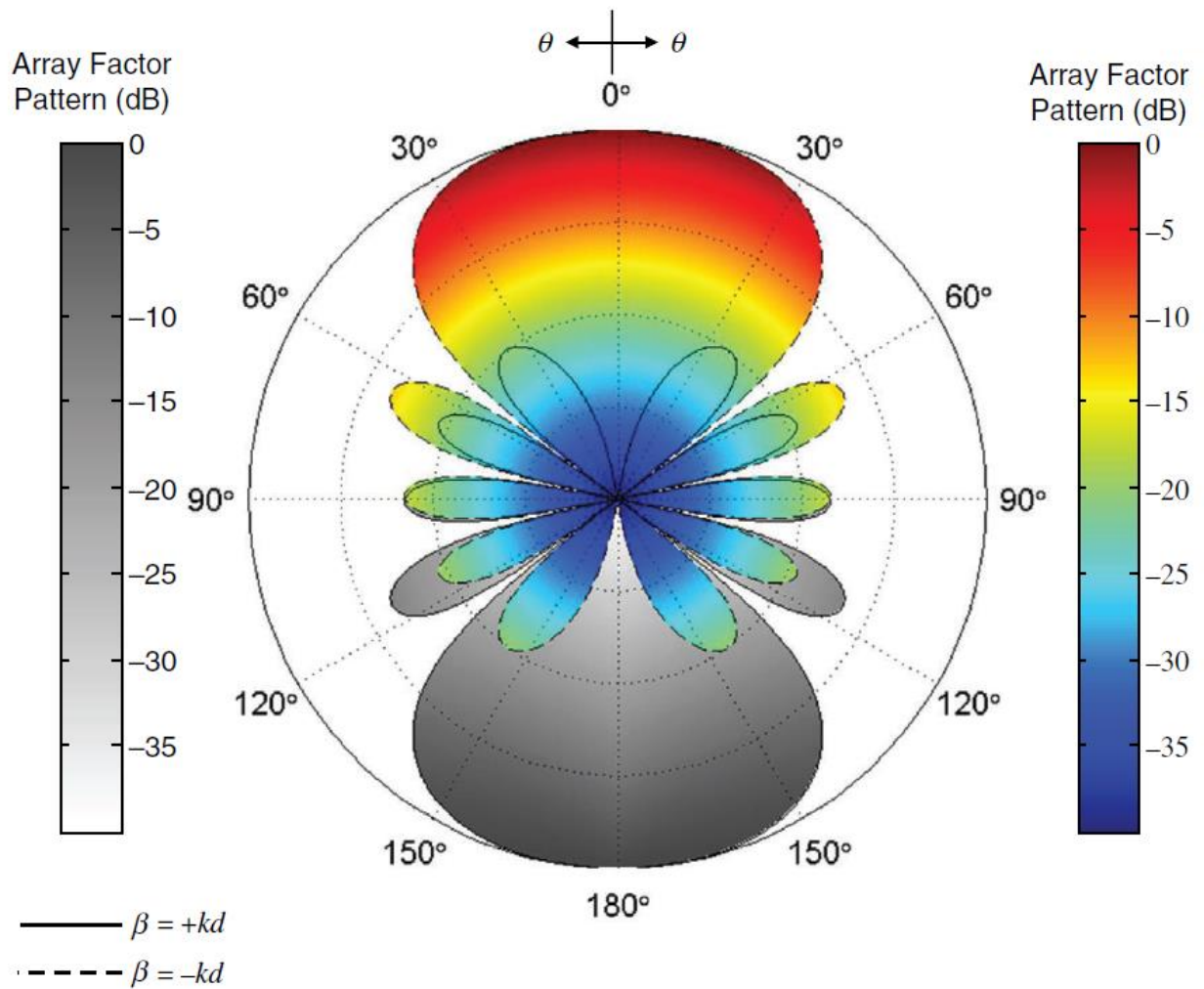


Рисунок 3.9 – Діаграма множника решітки 10-елементної рівномірної амплітуди осьового випромінювання ($N = 10$, $d = \lambda/4$)

Формули нулів, максимумів, точок половини потужності випромінювання та пелюстки малих максимумів (напрями бічного випромінювання) для рівномірних амплітудних звичайних решіток осьового випромінювання мають такий вигляд:

$$\theta_n = \cos^{-1} \left(1 - \frac{n\lambda}{Nd} \right), \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.30)$$

$n \neq N, 2N, 3N, \dots$

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(1 - \frac{m\lambda}{d} \right), \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.31)$$

$$\theta_h \simeq \cos^{-1} \left(1 - \frac{1.391\lambda}{\pi d N} \right), \quad \pi d/\lambda \ll 1 \quad (3.32)$$

$$\theta_s \simeq \cos^{-1} \left[1 - \frac{(2s+1)\lambda}{2Nd} \right] \quad \begin{matrix} s = 1, 2, 3, \dots \\ \pi d/\lambda \ll 1 \end{matrix} \quad (3.33)$$

$$\Theta_n = 2 \cos^{-1} \left(1 - \frac{\lambda}{Nd} \right) \quad (3.34)$$

$$\Theta_h \simeq 2 \cos^{-1} \left(1 - \frac{1.391\lambda}{\pi d N} \right) \quad \pi d/\lambda \ll 1 \quad (3.35)$$

$$\Theta_s \simeq 2 \cos^{-1} \left(1 - \frac{3\lambda}{2Nd} \right) \quad \pi d/\lambda \ll 1 \quad (3.36)$$

3.4 Теоретичне дослідження антенної решітки осьового випромінювання Хансена-Вудьярда

Умови для звичайного масиву з кінцевими вогнищами обговорювалися в попередньому розділі. Було зроблено висновок, що максимум випромінювання можна спрямувати вздовж осі рівномірної решітки, якщо дозволити прогресивний фазовий зсув β між елементами прогресивний фазовий зсув β між елементами дорівнює (40.20a) для $\theta_0 = 0^\circ$ і (40.20b) для $\theta_0 = 180^\circ$.

Щоб підвищити спрямованість решітки кінцевого випромінювання без погіршення інших характеристик, Хансен і Вудьярд у 1938 році запропонували, що необхідний фазовий зсув між близько розташованими елементами дуже довгої решітки має становити

$$\beta = - \left(kd + \frac{2.92}{N} \right) \simeq - \left(kd + \frac{\pi}{N} \right) \Rightarrow \text{for maximum in } \theta_0 = 0^\circ \quad (3.37)$$

$$\beta = + \left(kd + \frac{2.92}{N} \right) \simeq + \left(kd + \frac{\pi}{N} \right) \Rightarrow \text{for maximum in } \theta_0 = 180^\circ \quad (3.38)$$

В принципі, умова Хансена-Вудьярда була отримана для нескінченно довгої антени з неперервним розподілом. Таким чином, вона дає хороші результати для дуже довгих дискретних решіток кінцевої довжини з близько розташованими елементами.

Ці вимоги сьогодні відомі як умови Хансена-Вудворда для випромінювання в кінці пожежі. Вони призводять до більшої спрямованості, ніж умови (3.37) і (3.38). Слід зазначити, що ці умови не обов'язково дають максимально можливу спрямованість. Насправді, максимум може навіть не мати місця при $\theta_0 = 0^\circ$ або 180° , його значення, знайдене за допомогою (3.13) або (3.14), може не дорівнювати одиниці, а рівень бічної пелюстки може не дорівнювати -13,46 дБ. Обидва ці параметри, як максимуми, так і рівні бічних пелюсток залежать від кількості елементів масиву, як буде показано далі.

Щоб реалізувати збільшення спрямованості в результаті виконання умов Хансена-Вуд'ярда, необхідно щоб, крім умов (40.23a) і (40.23b), $|\psi|$ приймала значення:

- Для максимального випромінювання вздовж $\theta_0 = 0^\circ$

$$|\psi| = |kd \cos \theta + \beta|_{\theta=0^\circ} = \frac{\pi}{N} \quad \text{and} \quad |\psi| = |kd \cos \theta + \beta|_{\theta=180^\circ} \simeq \pi \quad (3.39)$$

- Для максимального випромінювання вздовж $\theta_0 = 180^\circ$

$$|\psi| = |kd \cos \theta + \beta|_{\theta=180^\circ} = \frac{\pi}{N} \quad \text{and} \quad |\psi| = |kd \cos \theta + \beta|_{\theta=0^\circ} \simeq \pi \quad (3.40)$$

Умова $|\psi| = \pi/N$ у (3.39) або (3.40) реалізується за допомогою (40.37) або (3.38) відповідно. Для кожного масиву слід дотримуватись вимоги $|\psi| \simeq \pi$ для кожного масиву. Для масиву з N елементів умова $|\psi| \simeq \pi$ виконується за допомогою (3.237) для $\theta = 0^\circ$, (3.38) для $\theta = 180^\circ$, і вибираючи для кожного з них інтервал

$$d = \left(\frac{N-1}{N} \right) \frac{\lambda}{4} \quad (3.41)$$

Якщо кількість елементів велика, (40.25) можна апроксимувати так

$$d \simeq \frac{\lambda}{4} \quad (3.42)$$

Таким чином, для великого однорідного масиву умова Хансена-Вуд'ярда може дати покращену спрямованість лише за умови, що відстань між елементами становить приблизно $\lambda/4$.

Це також проілюстровано на рис. 3.10, де тривимірні картини поля звичайної конструкції та конструкції торцевого факела Гансена-Вудіарда для $N = 10$ і $d = \lambda/4$ розміщені поруч. Очевидно, що головна пелюстка звичайного торцевого вогнища ширша (HPBW = 74°), ніж у Гансена-Вудіарда (HPBW = 37°); отже, для Гансена-Вудіарда характерна вища спрямованість. Однак бічна пелюстка звичайного торцевого вогню є нижчою (близько -13,5 дБ) порівняно з пелюсткою Гансена-Вудіарда, яка становить близько -8,9 дБ. Нижча бічна пелюстка звичайного торцевого вогню недостатня для того, щоб компенсувати перевагу вужчої ширини променя Гансена-Вудіарда, яка призводить до вищої спрямованості.

Для того, щоб зробити порівняння більш змістовним, були розраховані напрямки для кожної з діаграм на рис. 3.10 були обчислені за допомогою чисельного інтегрування, і виявилось, що вони дорівнюють 11 та 19 відповідно. Таким чином, умови Гансена-Вуд'ярда реалізують на 73% збільшення спрямованості для цього випадку.

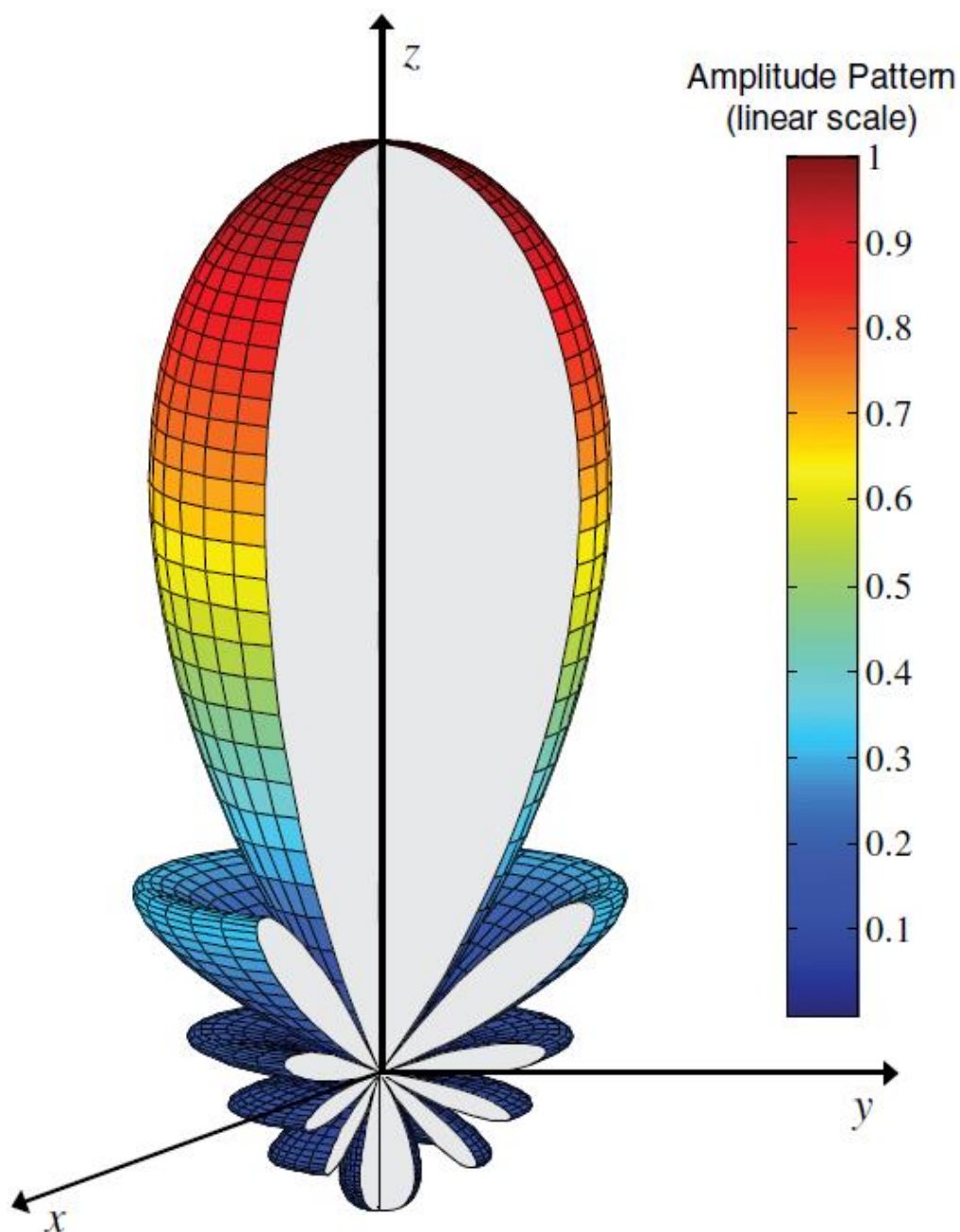


Рисунок 3.10 - Тривимірні діаграми спрямованості для конструкції антенної решітки Гансена-Вудворда ($N = 10$, $d = \lambda/4$)

Отже, спрямованість решітки Гансена-Вудіарда завжди приблизно в 1,805 рази (або на 2,56 дБ) більша, ніж спрямованість звичайної торцевої решітки. Збільшення спрямованості діаграми спрямованості на рис. 3.10 для конструкції Гансена-Вудіарда відбувається за рахунок збільшення рівня бічних пелюсток приблизно на 4 дБ. Тому при проектуванні діаграми спрямованості необхідно знайти компроміс між спрямованістю (або шириною діаграми спрямованості половинної потужності) і рівнем бічних пелюсток.

3.5 Висновки до розділу

У результаті дослідження фазованих антенних решіток дровових випромінювачів встановлено, що такі структури займають важливе місце в сучасних радіотехнічних системах завдяки здатності формувати керовані діаграми спрямованості та забезпечувати широкі можливості адаптації до змінних умов радіолокаційного середовища. Аналіз сфер застосування ФАР показав, що дровові антенно-решіткові структури залишаються ефективним рішенням у метровому та дециметровому діапазонах, де важливою є висока проникність радіохвиль, завадостійкість і здатність виявляти малопомітні повітряні цілі.

Теоретичне дослідження двоелементної антенної решітки продемонструвало ключовий вплив інтерелементної відстані та фазового зсуву на формування діаграми спрямованості, положення основного променя та рівень бокових пелюсток. Така модель дозволила оцінити базові закономірності взаємодії елементів і слугує фундаментом для побудови складніших багатоканальних решіток.

Дослідження режиму осьового випромінювання дровової фазованої решітки показало, що коректний вибір фазового зсуву між елементами дозволяє забезпечити спрямоване випромінювання вздовж геометричної осі системи, що є критичним для радарних застосувань. Було підтверджено, що

осьовий режим випромінювання дає змогу звужити основний промінь, збільшити коефіцієнт спрямованості та підвищити ефективність роботи систем раннього виявлення.

Теоретичні результати щодо антенної решітки осьового випромінювання Хансена–Вудьярда показали, що застосування оптимізованих фазових зсувів, які враховують взаємодію між елементами, дозволяє отримати надсинтезоване звуження основного променя без значного збільшення фізичних розмірів решітки. Така конфігурація забезпечує вищий коефіцієнт підсилення та кращу ефективність порівняно з традиційними рівнофазними решітками, що робить її особливо перспективною для високочутливих радіолокаційних систем.

Таким чином, результати дослідження підтверджують, що дротові фазовані антенні решітки — від найпростіших двоелементних моделей до оптимізованих конструкцій типу Хансена–Вудьярда — мають високий потенціал для використання в сучасних РЛС та інших системах зв'язку. Їхні властивості щодо керування випромінюванням, формування вузькопроменевих діаграм та адаптації до заводових умов забезпечують основу для побудови ефективних, заводостійких і технологічно гнучких антенно-решіткових комплексів.

4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З 3Х3 ЕЛЕМЕНТІВ ЯГІ-УДА

4.1 Моделювання класичної структури антени Ягі-Уда «один директор-один рефлектор»

Здійснимо електричний розрахунок основних параметрів антенної решітки з 9 елементів (3×3 елементи). Спочатку оцінимо можливість застосування як елемента решітки одичного симетричного диполя. У цьому випадку параметри діаграми спрямованості будуть такі (для умови рівноамплітудного збудження і фокусування в нормальний напрямок):

- Коефіцієнт направленої дії (КНД):

$$D \approx 10,5 - 11,5 \text{ дБ.}$$

- Коефіцієнт підсилення (з урахуванням ККД 0.85):

$$G \approx 9,5 - 10,5 \text{ дБ.}$$

- Ширина головного променя (азимут/кут місця):

$$\text{HPBW} \approx 45^\circ \pm 3^\circ.$$

- Рівень бічних пелюсток:

$$\text{SLL} \approx -11,0 \dots -13,0 \text{ дБ.}$$

- Коефіцієнт спрямованості у нормальному напрямку:

$$G_s \geq 0,9.$$

- Взаємний коефіцієнт зв'язку між сусідніми диполями:

$$|S_{21}| \approx -12,0 \dots -15,0 \text{ дБ}$$

- Потрібний фазовий зсув для сканування на 20° :

$\Delta\varphi \approx -36^\circ$ між сусідніми елементами

- Максимальний робочий кут сканування без сильних ґраткових пелюсток:

$$\Theta_s \approx \pm 25^\circ$$

Як видно з наведених результатів електричних розрахунків застосування одиночного симетричного диполя як не задовольняє вимогам індивідуального завдання. Тому як елемент решітки було обрано класичну Ягі-Уда.

Коефіцієнт підсилення 17.4 dBi цілком реалістичний результат для 3×3 решітки за умови, що окремий елемент має значно вищий підсилювальний коефіцієнт (тобто це не голий $\lambda/2$ -диполь, а направлений елемент типу Ягі-Уда з рефлектором/директорами). Пояснення й числова перевірка наведені нижче.

У попередніх оцінках я взяв умовне значення підсилення елемента близько 2–3 dBi (типове для простого диполя). Для N-елементної решітки прибавка від масиву (array factor) $AF \approx 10 \log_{10} N$, де N – це кількість елементів решітки. Для 3×3 : $AF \approx 10 \log_{10} 9 \approx 9,54$ дБі. Один елемент типу Ягі-Уда залежно від діапазону частот і умов фазування може мати коефіцієнт підсилення в межах 6-9 дБі (залежно від числа директорів/рефлекторів). Таким чином,

$$G_{array} \approx G_{elem} + AF \approx 7,86 + 9,54 \approx 17,4 \text{ дБі.}$$

Відповідно до більш спрямованого елемента, очікувана ширина головного променя значно менша, ніж для голого диполя — орієнтовно 18° – 22° (HPBW) для масиву 3×3 при нормальному напрямку і рівноамплітудному живленні.

У магістерській кваліфікаційній роботі було проведено комп'ютерне моделювання одичного елемента типу класичного Ягі-Уда в програмі ANSYS HFSS (рис. 4.1). Як видно з рис. 4.1 максимальний коефіцієнт підсилення

одиначного елемента типу класичного Ягі-Уда за структурою «один директор – один рефлектор» становить 8,8 дБі.

На рис. 4.2 – 4.6 показані результати комп'ютерного моделювання одичного елемента типу класичного Ягі-Уда за структурою «один директор – один рефлектор» в передавальному та приймальному режимах. На рис. 4.7 показаний результат комп'ютерного моделювання одичного елемента типу класичного Ягі-Уда в імпульсному режимі.

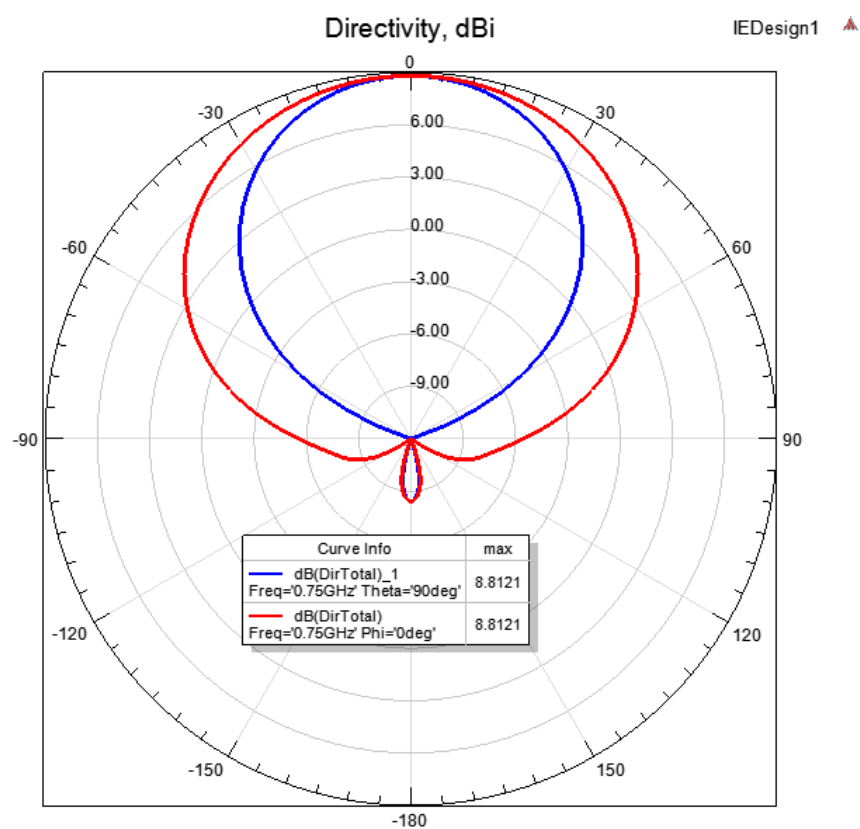


Рисунок 4.1 – Діаграма спрямованості одичного елемента типу класичного Ягі-Уда за структурою «один директор – один рефлектор»

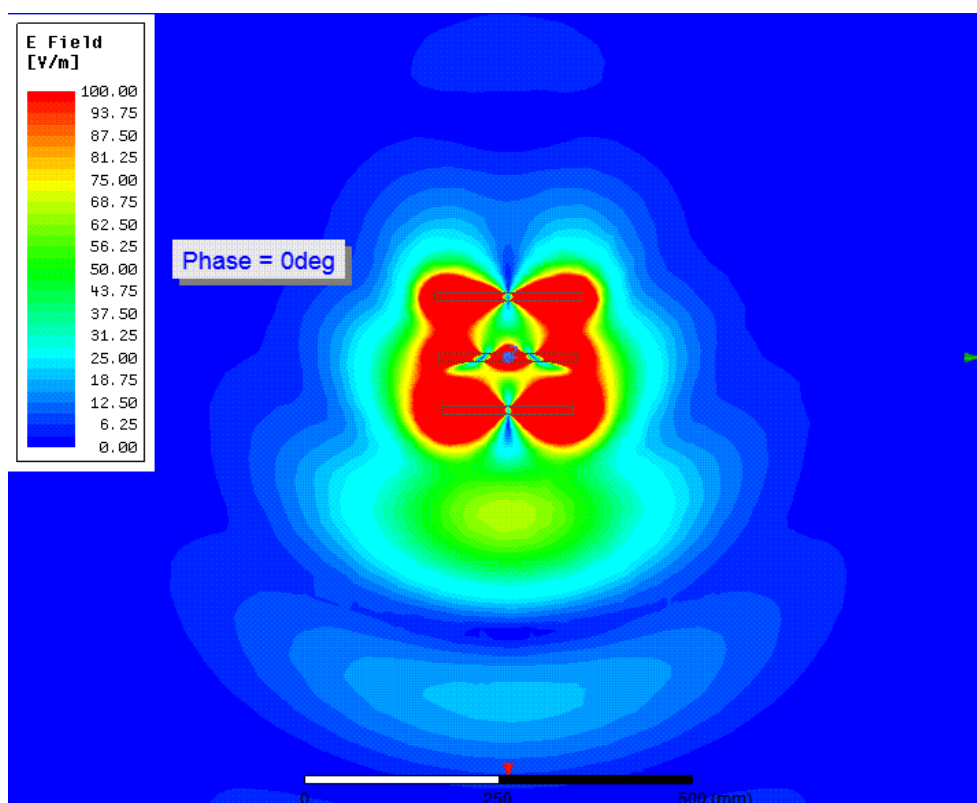


Рисунок 4.2 - Результат комп'ютерного моделювання класичного Ягі-Уда в передавальному режимі (TX Mode)

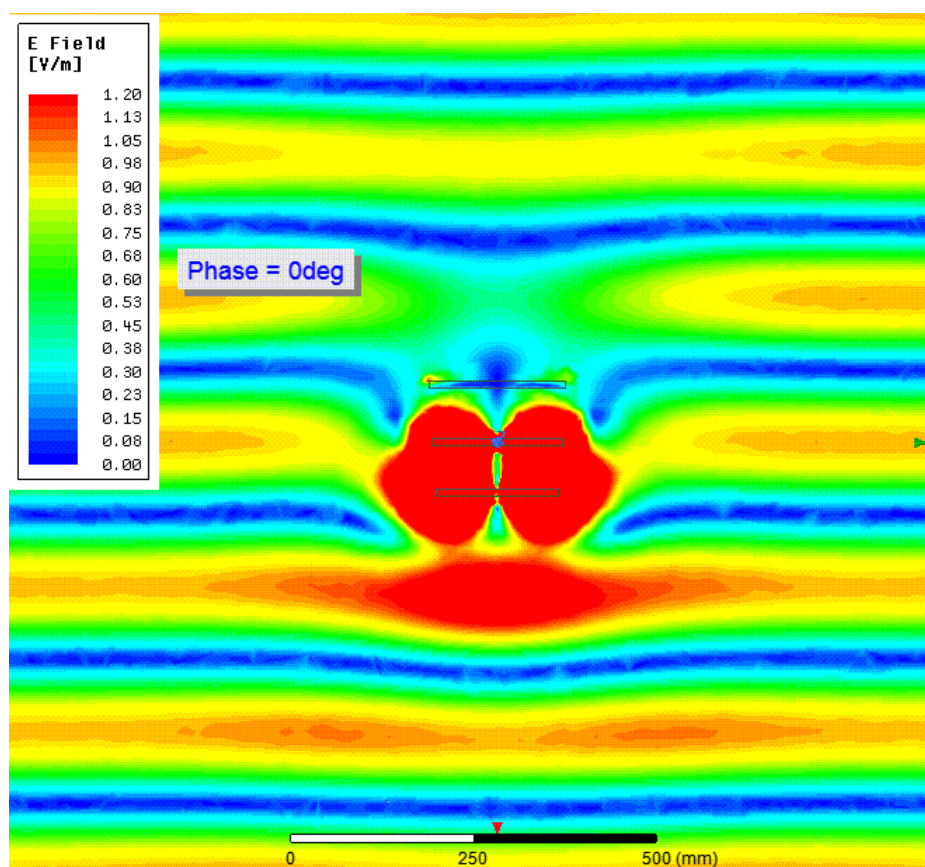


Рисунок 4.3 - Результат комп'ютерного моделювання класичного Ягі-Уда в приймальному режимі (RX Mode steady-state)

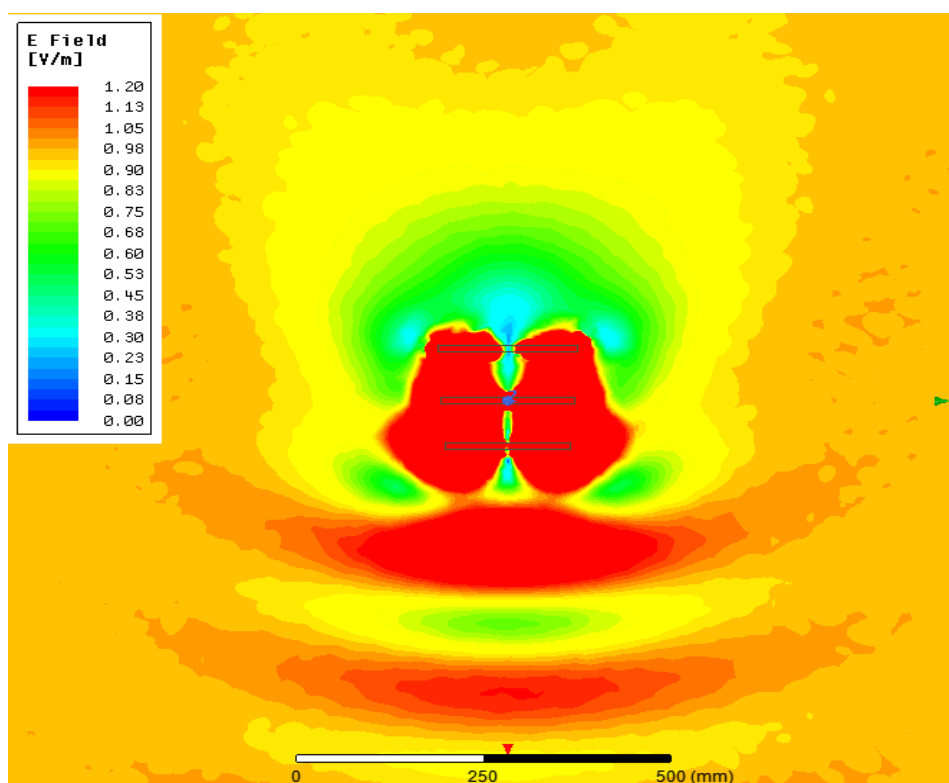


Рисунок 4.4 – Результат комп’ютерного моделювання класичного Ягі-Уда в приймальному режимі Frontal (normal) operation

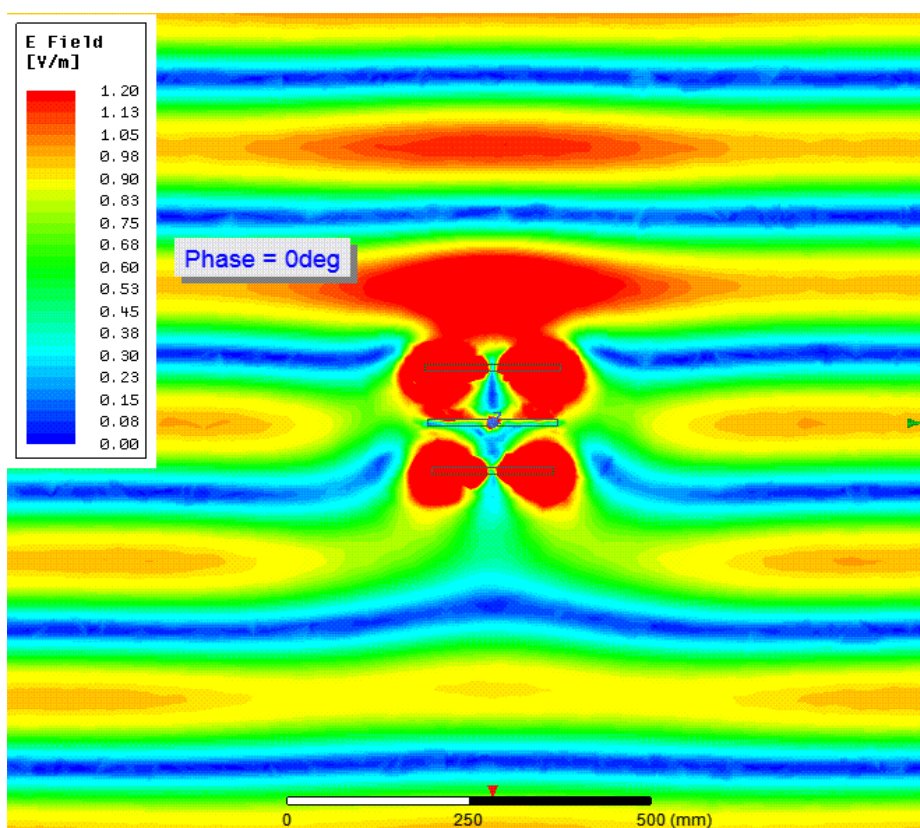


Рисунок 4.5 – Результат комп’ютерного моделювання класичного Ягі-Уда в режимі приймання плоских хвиль

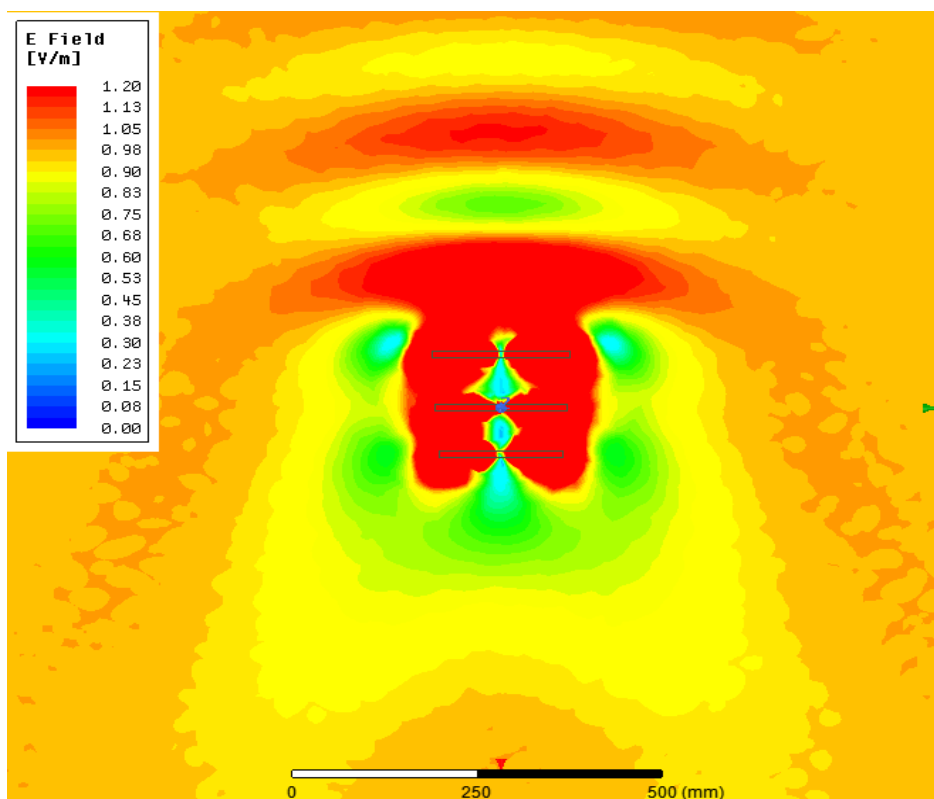


Рисунок 4.6 - Результат комп'ютерного моделювання класичного Ягі-Уда в режимі приймання сферичних хвиль

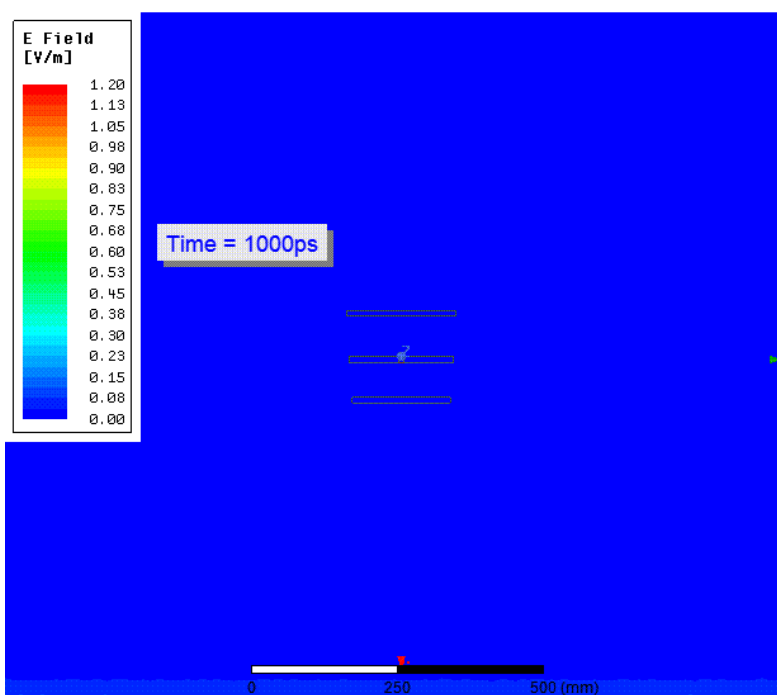


Рисунок 4.7 - Результат комп'ютерного моделювання класичного Ягі-Уда в імпульсному режимі (RX Mode transient pulse)

4.2 Модельне дослідження фазованої антенної решітки Ягі-Уда

Основні технічні параметри синтезованої антенної решітки:

- Центральна частота $f_0 = 1000$ МГц;
- Робоча смуга 900–1100 МГц;
- Довжина хвилі $\lambda = 0,30$ м;
- Кількість елементів решітки $N = 3 \times 3 = 9$;
- Множник решітки $AF = 9,54$ дБ;
- Максимальний коефіцієнт підсилення решітки $G_{max} = 17,4$ дБі;
- Коефіцієнт підсилення одного елемента решітки $G_{elem} \approx 7,9$ дБі;
- Ширина головної пелюстки HPBW $\approx 18^\circ$ – 22° ;
- Рівень бічних пелюсток SLL = $-12 \dots -18$ дБ;
- Вхідний опір 55–65 Ом;
- $S_{11} \leq -10$ дБ;
- ККД решітки 0,75–0,85;
- Макс. кут сканування $\pm 25^\circ$.

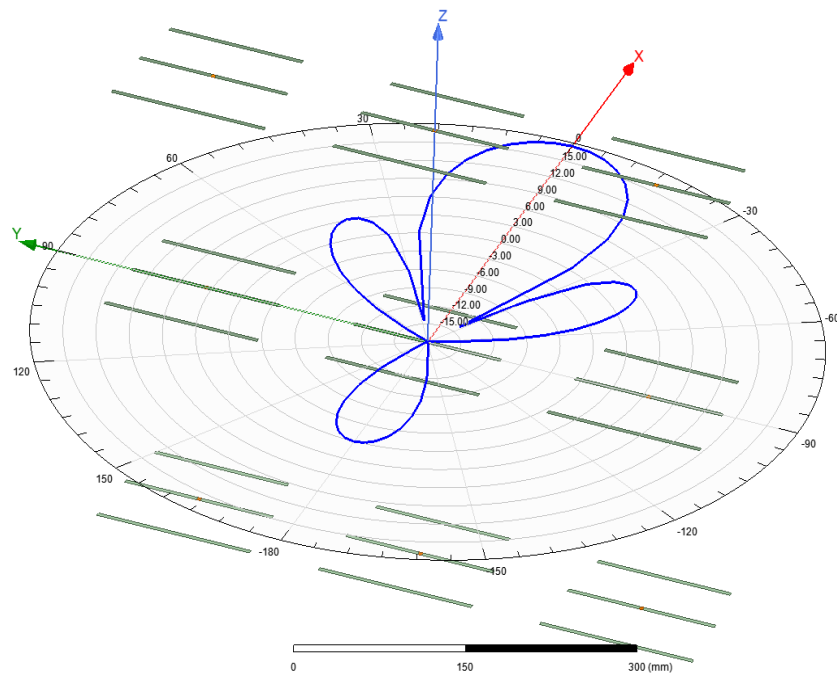


Рисунок 4.8 – Загальний вигляд фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі-Уда класичної структури «один директор – один рефлектор»

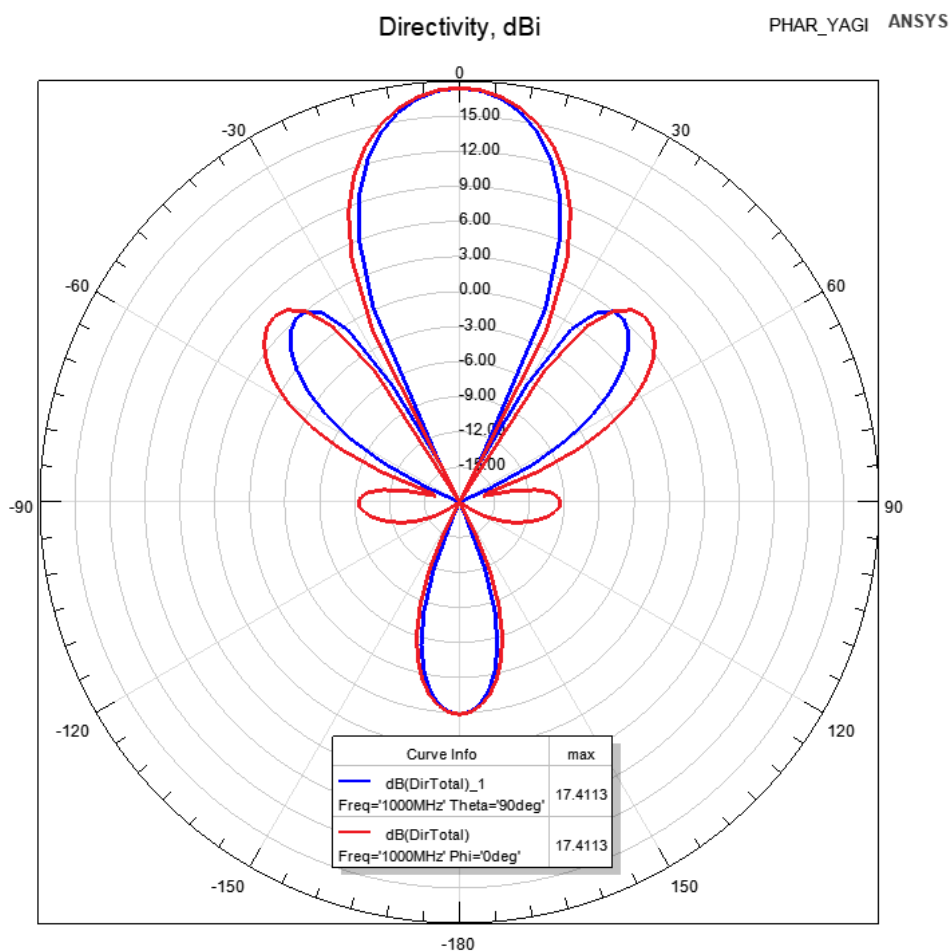


Рисунок 4.9 – Графік діаграми спрямованості фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі-Уда

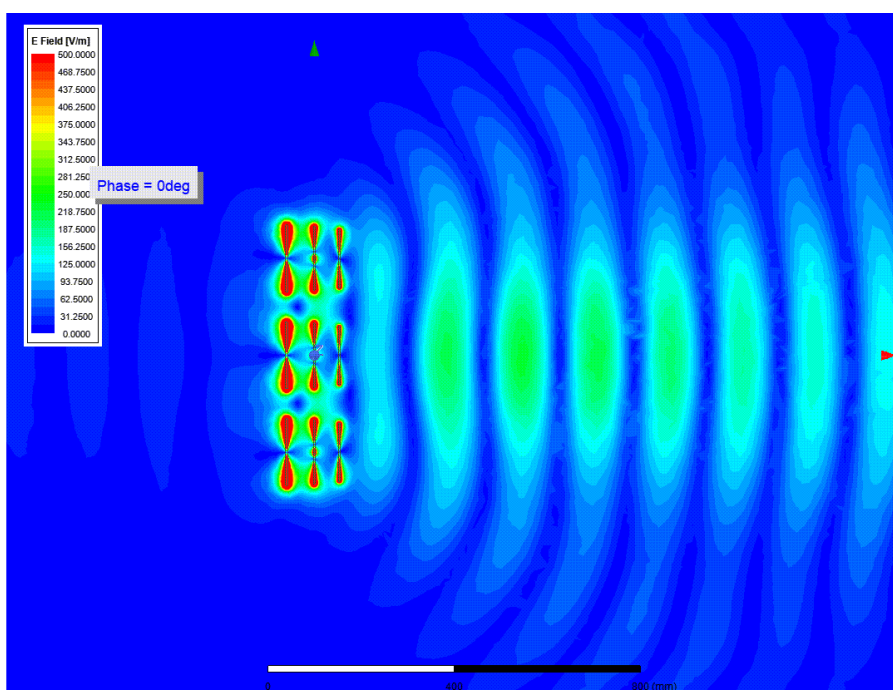


Рисунок 4.10 – Діаграма випромінювання хвиль у передавальному режимі фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі-Уда (масштаб 500 В/м)

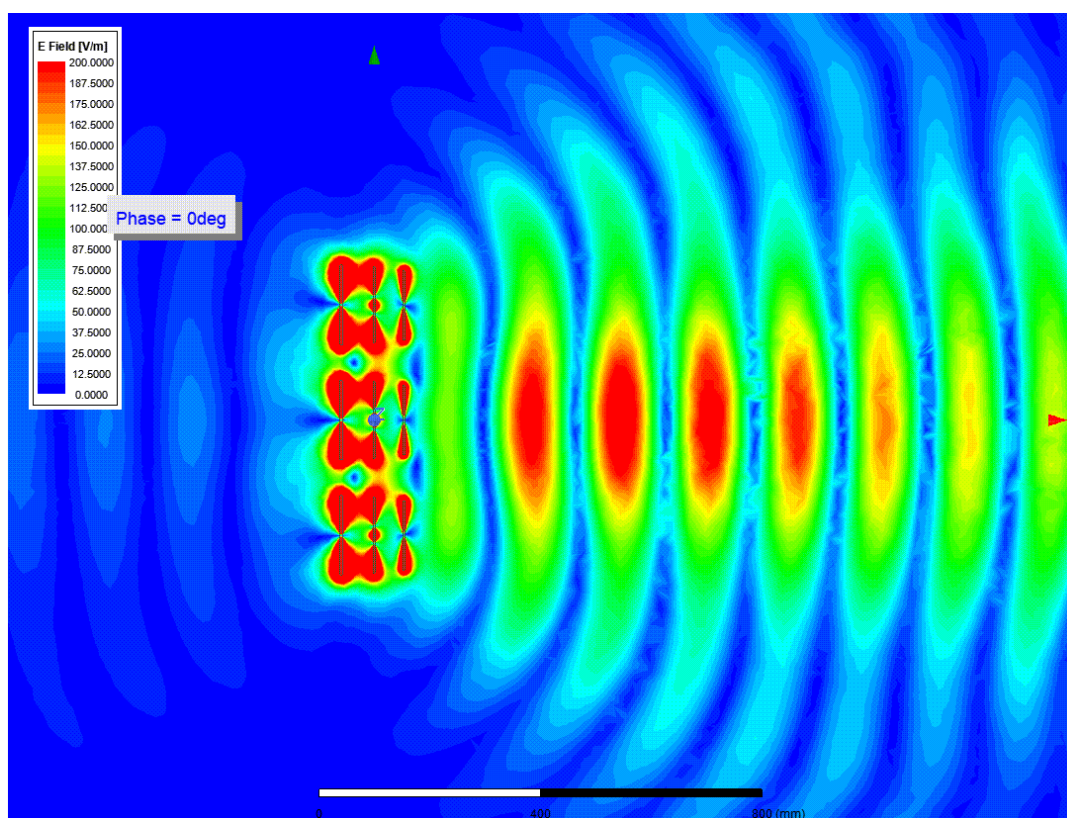


Рисунок 4.11 – Діаграма випромінювання хвиль у передавальному режимі фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі-Уда (масштаб 200 В/м)

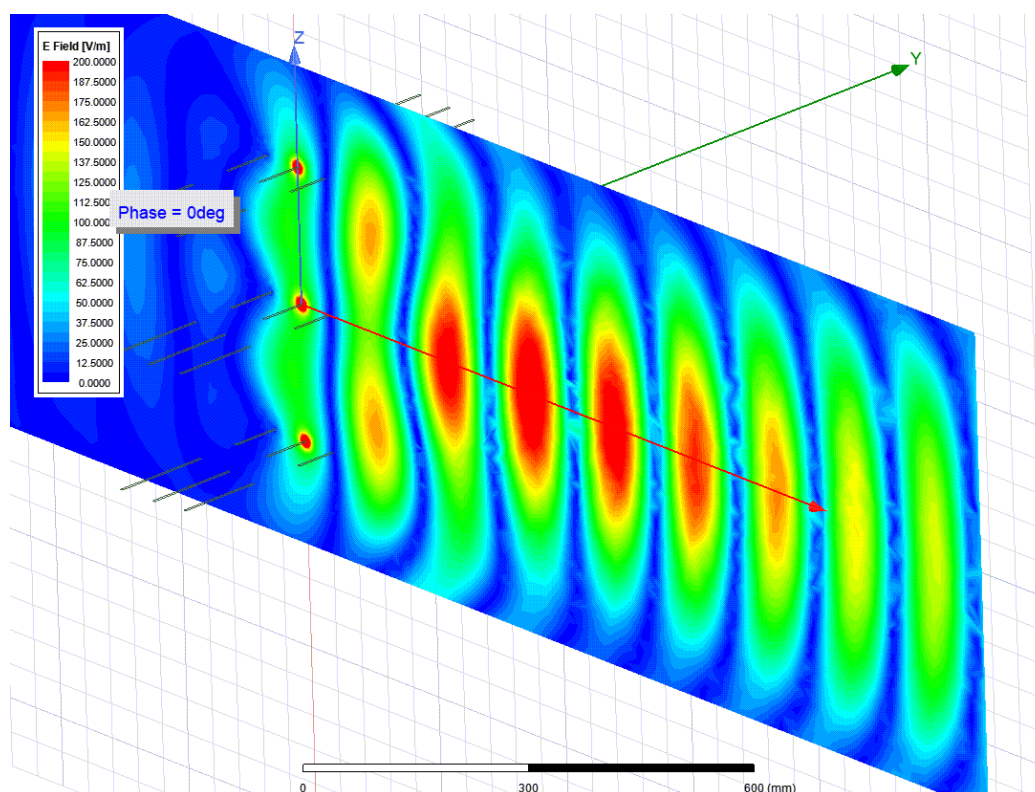


Рисунок 4.12 – 3-D діаграма випромінювання хвиль у передавальному режимі фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі-Уда (масштаб 200 В/м)

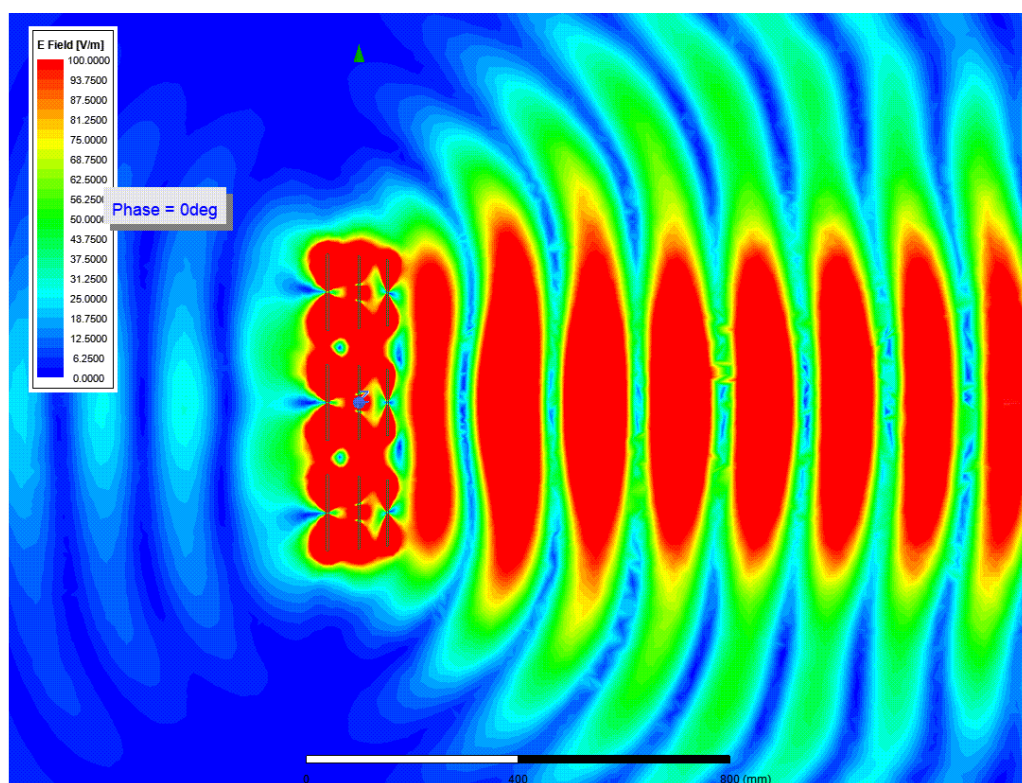


Рисунок 4.13 – Діаграма випромінювання хвиль у передавальному режимі фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі-Уда (масштаб 100 В/м)

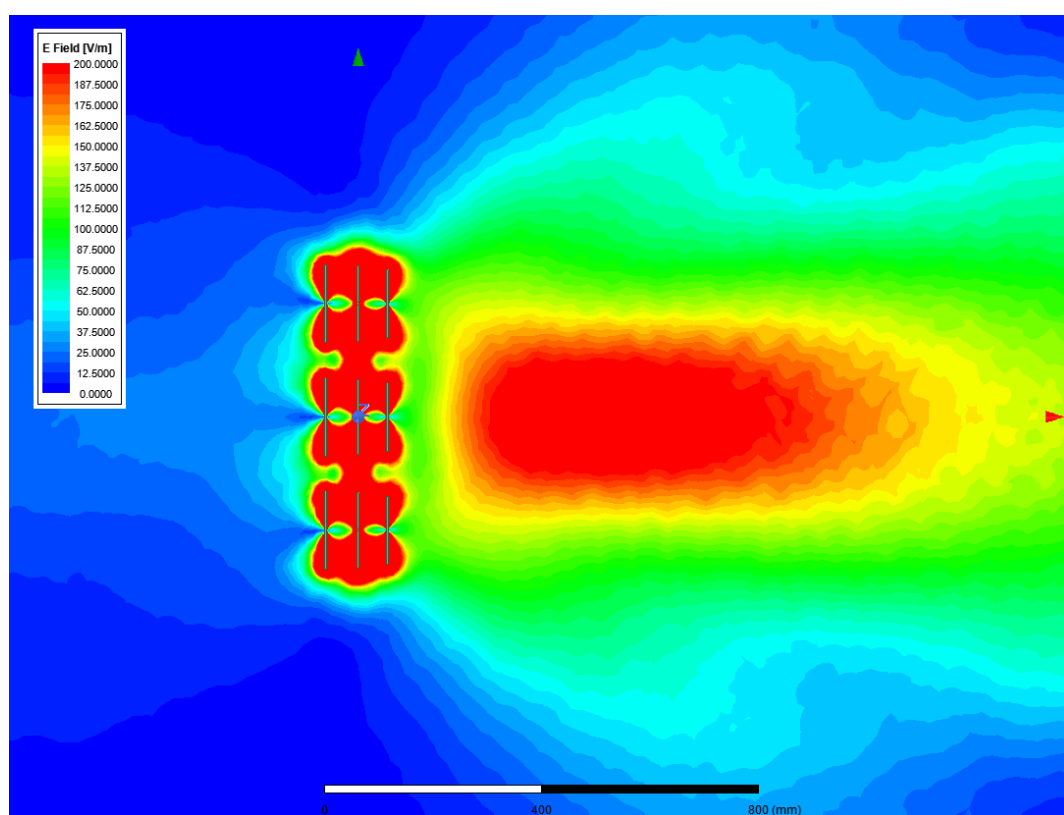


Рисунок 4.14 – Інтегральна діаграма випромінювання хвиль у передавальному (Integral TX field) режимі фазованої антенної решітки з 3×3 елементів Ягі-Уда (масштаб 200 В/м)

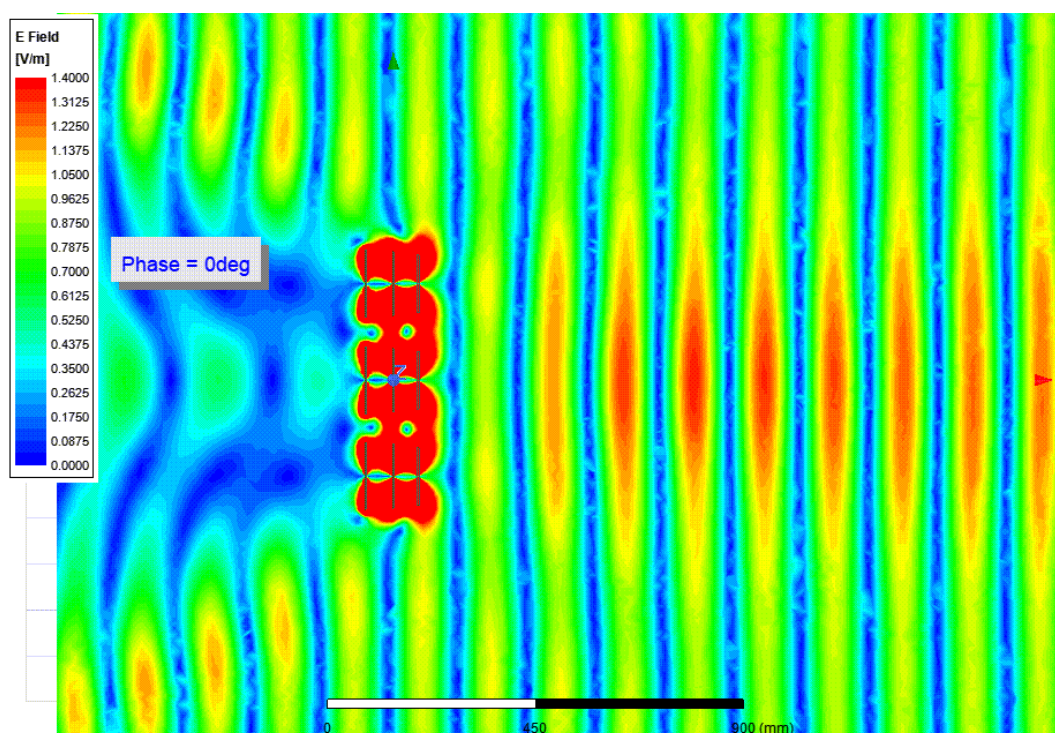


Рисунок 4.15 – Діаграма моделювання приймання падаючих (вхідних) плоских хвиль з напруженістю $E=1$ В/м (масштаб 1,4 В/м)

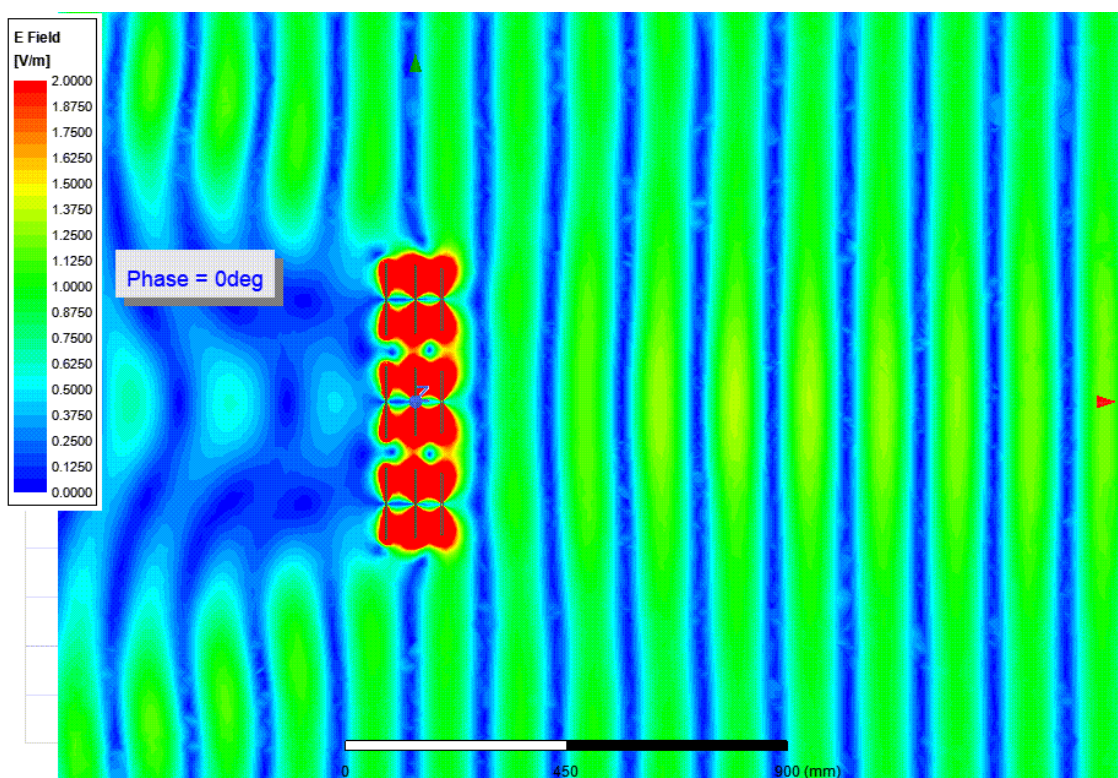


Рисунок 4.16 – Діаграма моделювання приймання падаючих (вхідних) плоских хвиль з напруженістю $E=1$ В/м (масштаб 2,0 В/м)

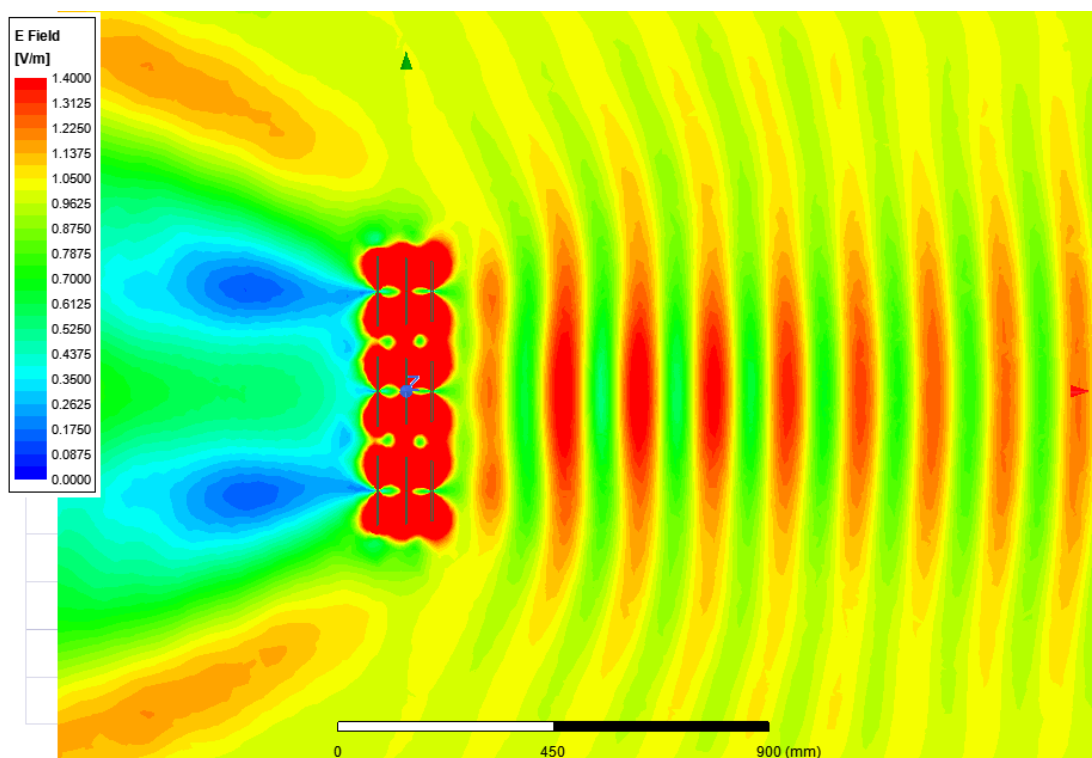


Рисунок 4.17 – Діаграма моделювання інтегральних полів приймання падаючих (вхідних) плоских хвиль (Integral RX field) з напруженістю $E=1$ В/м (масштаб 1,4 В/м)

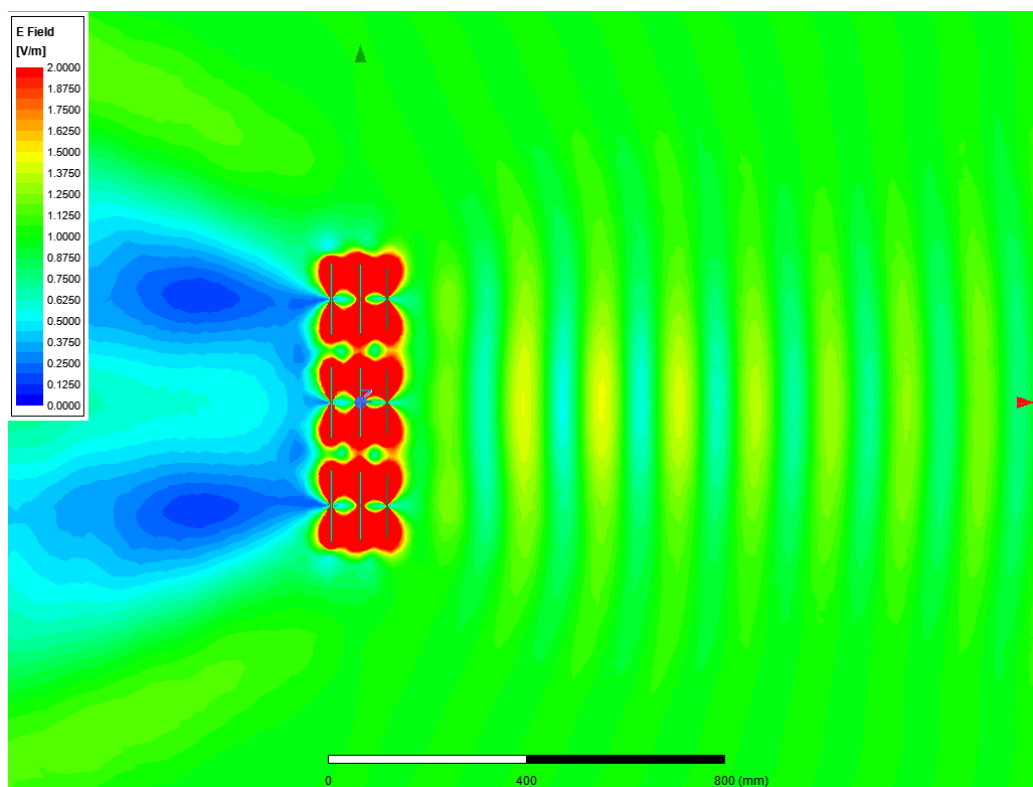


Рисунок 4.18 – Діаграма моделювання інтегральних полів приймання падаючих (вхідних) плоских хвиль (Integral RX field) з напруженістю $E=1$ В/м (масштаб 2,0 В/м)

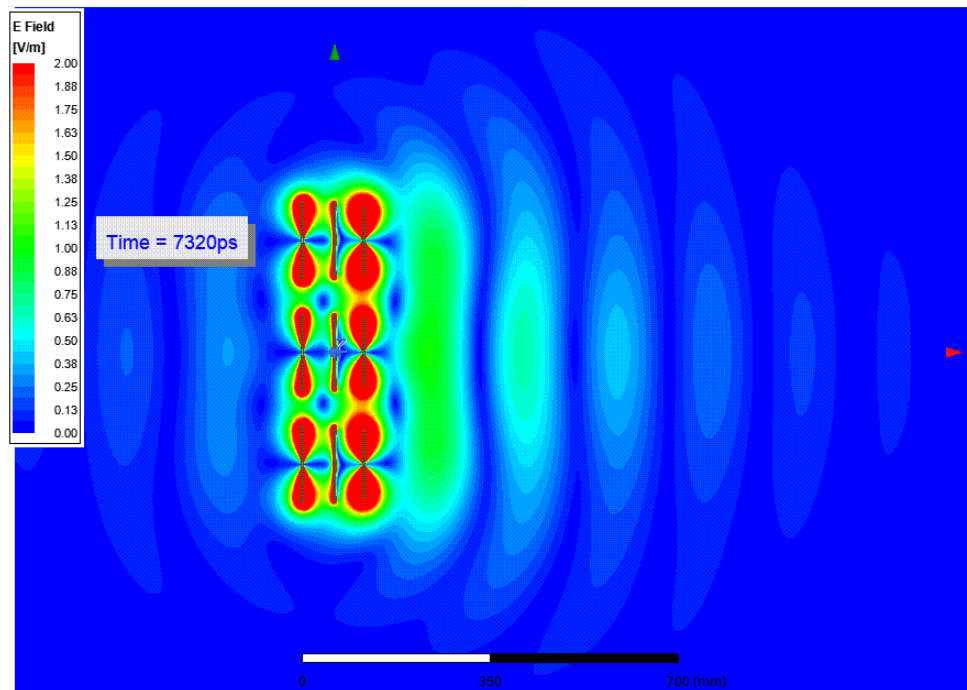


Рисунок 4.19 - – Діаграма моделювання процесу приймання падаючих імпульсних плоских хвиль (масштаб 2,0 В/м)

При збудженні одиночним пульсом, видно, що спочатку немає спрямованого випромінювання і Уда-Ягі працює як звичайний диполь.

Спочатку у провідниках рефлектора та директора немає жодної енергії, вони не "заряджені". Коли перша порція хвилі досягає рефлектора, у рефлектора ще немає поля розсіювання. Коли почнуть прибувати наступні порції хвилі від диполя, вони будуть складатися з полем розсіювання рефлектора (з попередніх порцій хвилі, які поглинулися, побігли до кінців провідника, відбилися і побігли назад), створеного струмами, що протікають по ньому. Суперпозиція цих 2 полів дасть спрямоване вперед випромінювання та ослаблення випромінювання назад.

Повноцінне придушення так ніколи і не настає, тому що при збудженні диполя одиночним імпульсом, всі наступні імпульси це залишкові осциляції запасеної в конструкції антени енергії (вона тим більше, ніж вище Q антени). Бажані режим суперпозиції поля рефлектора та поля диполя так ніколи і не настає через непропорційність сили цих полів. Кожен наступний імпульс від диполя набагато слабший за попередній (коливання в такому контурі швидко

загасають). Складається він із сильнішою порцією хвилі в рефлекторі від попереднього циклу.

4.3 Висновки до розділу

У процесі комп'ютерного моделювання фазованої антенної решітки з дев'яти елементів типу Ягі–Уда було встановлено низку важливих закономірностей, що визначають її електромагнітні характеристики та практичні можливості для застосування у радіотехнічних і радіолокаційних системах. Моделювання підтвердило, що використання спрямованих елементів забезпечує істотне підвищення підсилення масиву порівняно з решітками на базі простих дрових випромінювачів. Для центральної частоти 1000 МГц отримано максимальне значення коефіцієнта підсилення 17,4 dBi, що добре узгоджується з аналітичними розрахунками масивного фактора для решітки 3×3 .

Аналіз діаграми спрямованості показав формування вузького головного променя з шириною приблизно $18\text{--}22^\circ$ та низьким рівнем бічних пелюсток на рівні $-12\text{...}-18$ dB, що свідчить про високу здатність масиву до селекції напрямку випромінювання. Виявлено, що взаємодія між елементами не погіршує підсилення, а формування діаграми спрямованості відповідає очікуваним властивостям решітки з рівноамплітудним збудженням. Отримані залежності S-параметрів підтвердили прийнятний рівень узгодження: для всіх елементів вхідний коефіцієнт відбиття $S_{11} \leq -10$ dB у робочій смузі, що гарантує ефективну передачу енергії.

Дослідження фазового управління засвідчило, що введення контрольованих фазових зсувів дозволяє здійснювати електронне сканування променем у межах $\pm 25^\circ$ без появи значних ґраткових пелюсток. Розрахунок вимог до фазових зсувів показав передбачувану лінійну залежність між кутом сканування та величиною фазової компенсації відповідно до теоретичної моделі. Таким чином, отримані результати підтверджують ефективність

решітки з елементами Ягі–Уда як компактного та високонаправленого випромінювача з можливістю оперативного електронного керування.

Загалом, моделювання засвідчило, що решітка 3×3 на базі елементів Ягі–Уда забезпечує високу ефективність, значний коефіцієнт підсилення та хорошу керованість діаграми спрямованості, що робить її перспективною для використання в антенних системах радіолокаційних станцій, бездротових лініях зв'язку та інших системах, де потрібна висока селективність за напрямком і можливість швидкого електронного сканування.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Технологічний аудит розробленої фазованої антенної решітки з 3х3 елементами Ягі–Уда» (далі – розробки)

Як було підкреслено в попередніх розділах магістерської роботи, розроблена нами фазована антенна решітка (ФАР) з 3×3 елементів типу Ягі–Уда призначена для формування керованої діаграми спрямованості в діапазоні дециметрових хвиль. Кожен елемент решітки являє собою антену Ягі–Уда, яка складається з активного випромінювача, рефлектора та одного директора, що забезпечують високий коефіцієнт підсилення та спрямовану дію.

Наша розробка орієнтована на використання у системах зв'язку, радіолокації, навігації, а також у випробувальних або науково-дослідних установках, де потрібне кероване просторове випромінювання сигналу. Завдяки простоті елементної бази та можливості виготовлення з доступних матеріалів, така антенна решітка є економічно доцільним рішенням для малих і середніх підприємств, навчальних лабораторій та експериментальних платформ.

Окрім цього, наша розробка є конкурентоспроможності порівняно з існуючими комерційними аналогами, що є актуальним завданням у сучасних умовах розвитку телекомунікаційного ринку.

Потенційними споживачами нашої розробки можуть бути підприємства, які виготовляють або експлуатують телекомунікаційне та радіоелектронне обладнання), а також університети й дослідницькі установи.

Для проведення технологічного аудиту нашої розробки та встановлення можливості її комерційного використання було запрошено 3-х експертів: д.т.н., професора Осадчука Я.О., д.т.н. професора Воловика А.Ю. та д.т.н., професора Михалевського Д.В. Всі запрошені експерти мають значний досвід у галузі радіоелектроніки та інфокомунікаційних технологій,

що робить їх компетентними для оцінювання технічних характеристик та комерційного потенціалу цієї розробки.

Проведення технологічного аудиту та встановлення комерційного потенціалу розробки було зроблено за критеріями, які наведено в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Рекомендовані критерії технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою: 0-1-2-3-4)					
	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат Аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів

Продовження таблиці 5.1 – Рекомендовані критерії технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

	0	1	2	3	4
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років

Продовження таблиці 5.1 – Рекомендовані критерії технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

	0	1	2	3	4
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

При проведенні технологічного аудиту запрошені експерти виставили бальні оцінки за 12-ю критеріями, які зведені в таблицю 5.2.

Таблиця 5.2 – Результати технологічного аудиту нашої розробки

Критерії	Прізвище, ініціали експерта		
	Осадчук Я.О.	Воловик А.Ю.	Михалевський Д.В.
	Бали, виставлені експертами:		
1	4	3	4
2	3	3	3
3	3	4	3
4	4	3	4
5	4	3	3
6	3	3	3
7	3	4	3
8	3	4	3
9	4	3	3
10	4	3	4
11	3	3	4
12	4	4	3
Сума балів	СБ ₁ = 42	СБ ₂ = 40	СБ ₃ = 40

Середньоарифметична сума балів, що їх виставили експерти, становить:

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{42 + 42 + 40}{3} = \frac{124}{3} = 41,33$
---	--

Керуючись рекомендаціями, наведеними в таблиці 5.3, визначимо технічний рівень та комерційний потенціал нашої розробки.

Таблиця 5.3 – Потенційні технічні рівні та комерційний потенціал розробки

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$, розрахована на основі висновків експертів	Технічний рівень та комерційний потенціал розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 48	Високий

Оскільки середньоарифметична сума балів, що їх виставили запрошені експерти, дорівнює 41,33 балів (із 48-ми балів), то можна зробити висновок, що розроблена нами фазована антенна решітка з 3х3 елементами Ягі–Уда має високий технічний рівень і високу вірогідність її комерційного використання. Окрім того, розробка є перспективною завдяки поєднанню високих електричних характеристик, керованості діаграми спрямованості та порівняно низької собівартості виготовлення, що робить її привабливою для впровадження у серійне або дослідне виробництво.

5.2 Розрахунок витрат на розробку фазованої антенної решітки з 3х3 елементами Ягі–Уда»

При виконанні магістерської кваліфікаційної роботи були зроблені такі основні витрати [41]:

5.2.1 Основна заробітна плата Z_o розробників (дослідників), інших фахівців тощо, яку можна розрахувати за формулою (5.1):

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t \text{ (грн.)}, \quad (5.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника, грн. У 2025 році величини окладів розробників коливалися в межах (8000...48000) грн/місяць;

T_p – число робочих днів в місяці; прийmemo $T_p = 21$ день;

t – число робочих днів роботи розробників, фахівців тощо.

Зроблені розрахунки основної заробітної плати розробників, дослідників, фахівців тощо зведено в таблицю 5.4.

Таблиця 5.4 – Основна заробітна плата розробників (округлено)

Найменування посади виконавця	Місячний посадовий оклад, (грн.)	Оплата за робочий день, (грн.)	Число днів роботи	Витрати на оплату праці, (грн.)	Примітка
1. Науковий керівник магістерської кваліфікаційної роботи	43000	= 2047,62 ≈ 2048	20 годин	2048/6×20 = 6826,33 ≈ 6827	При 6-ти годинном у робочому дні дня керівника та консультанта з економічної частини
2. Круглюк-здобувач-магістрант	8000	= 380,95 ≈ 381	78 днів	= 29718	
3. Військовий консультант спеціаліст по антенах	39900	= 1900	4,5 дні	= 8550	
4. Консультант з економічної частини	21000	= 1000	1,5 години	1000/6×1,5 = 249,99 ≈ 250 грн	
Всього				$Z_o = 45345$ (грн.)	

Примітка. За заробітну плату магістранта прийmemo мінімальну заробітну плату в країні

5.2.2 Додаткова заробітна плата Z_d розробників розраховується за формулою:

$$Z_d = (0,1...0,12) \cdot Z_o. \quad (5.2)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$Z_d = 0,106 \times 45345 = 4806,57 \approx 4807 \text{ (грн.)}.$$

5.2.3 Нарахування на заробітну плату $НАР_{зп}$ розробників, дослідників, інших фахівців тощо розраховуються за формулою:

$$НАР_{зп} = (Z_o + Z_d) \cdot \frac{\beta}{100}, \quad (5.3)$$

де $\beta = 22\%$ – У 2025 році ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування.

Для нашого випадку отримаємо:

$$НАР_{зп} = (45345 + 4807) \times 0,22 = 11033,44 \approx 11034 \text{ (грн.)}.$$

5.2.4 Амортизація A основних засобів, обладнання, комп’ютерів тощо, які були використані під час виконання роботи, розраховується за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot H_a}{100} \cdot \frac{T}{12} \text{ (грн.)}, \quad (5.4)$$

де $Ц$ – загальна балансова вартість основних засобів, обладнання, комп’ютерів тощо, які використовувалися під час виконання роботи, (грн.);

H_a – річна норма амортизаційних відрахувань, %.

Спрощено можна прийняти, що $H_a = (2,5...25)\%$;

T – термін, використання кожного виду основних засобів, місяці.

Зроблені нами розрахунки зведемо у таблицю 5.5.

Таблиця 5.5 – Розрахунок амортизаційних відрахувань (округлено)

Найменування основних засобів	Балансова вартість, (грн.)	Норма амортизації, %	Термін використання місяці	Величина амортизаційних відрахувань, (грн.)
1. Основні засоби, обладнання, комп'ютери тощо	200000	25,0	3,4 (при 60% викорис-танні)	8499,99 ≈ 8500
2. Приміщення кафедри та факультету	150000	2,50	3,4 (при 60% викорис-танні)	637,50 ≈ 638
3. Спеціалізовані військові лабораторії	250000	2,50	3,4 (при 10% викорис-танні)	177,08 ≈ 178
Всього				A = 9316

5.2.5 Витрати на матеріали M розраховуються за формулою

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i - \sum_1^n V_i \cdot C_v \text{ (грн.)}, \quad (5.5)$$

де H_i – витрати матеріалу i -го найменування, кг; C_i – вартість матеріалу i -го найменування, грн/кг; K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1 \dots 1,15)$; V_i – маса відходів матеріалу i -го найменування, кг; C_v – ціна відходів матеріалу i -го найменування, грн/кг; n – кількість видів матеріалів.

5.2.6 Витрати на комплектуючі K розраховуються за формулою

$$K = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i \text{ (грн.)}, \quad (5.6)$$

де H_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.; C_i – ціна комплектуючих i -го виду, грн; K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1 \dots 1,15)$; n – кількість видів комплектуючих.

Загальна вартість основних матеріалів та комплектуючих, які були використані під час виконання цієї роботи, становить приблизно 5500 (грн.).

5.2.7 Витрати на силову електроенергію V_e , що була використана при виконанні цієї магістерської роботи, розраховуються за формулою

$$V_e = \frac{V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d}, \quad (5.7)$$

де V – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2025 р. $V \approx 6,0$ грн/кВт;

Π – установлена потужність обладнання, кВт; $\Pi = 2,00$ кВт;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин.

Прийmemo, що $\Phi = 230$ годин;

K_{Π} – коефіцієнт використання потужності; $K_{\Pi} < 1 = 0,83$.

K_d – коефіцієнт корисної дії, $K_d = 0,71$.

Тоді витрати на силову електроенергію складуть

$$V_e = \frac{V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d} = \frac{6,0 \cdot 2,00 \cdot 230 \cdot 0,83}{0,71} \approx 3226,48 \approx 3227 \text{ (грн.)}.$$

5.2.8 Інші витрати V_{in} (опалення, освітлення, утримання приміщень тощо) розраховуються як $(100 \dots 300)\%$ від основної заробітної плати розробників, тобто

$$V_{in} = (1..3) \times Z_o. \quad (5.8)$$

Для нашого випадку отримаємо

$$V_{in} = 1,1 \times 45345 = 49879,50 \approx 49880 \text{ (грн.)}$$

5.2.9 Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, що їх зробив безпосередньо магістрант при виконанні цієї магістерської роботи– В.

$$B = 45345 + 4807 + 11034 + 9316 + 5500 + 3227 + 49880 = 129109 \text{ (грн.)}.$$

5.2.10 Загальні витрати на остаточне завершення магістерської роботи та оформлення її результатів розраховуються за формулою:

$$3B = \frac{B}{\beta}, \quad (5.9)$$

де β – коефіцієнт, який характеризує етап виконання цієї роботи на шляху до її можливого впровадження.

Оскільки наша робота потребує дуже незначного доопрацювання, , то для нашого випадку доцільно прийняти, що $\beta \approx 0,82$ [41].

$$\text{Тоді: } 3B = \frac{129109}{0,82} = 157450,00 \text{ (грн.) або приблизно 158 тисяч (грн.)}.$$

Тобто загальні витрати на остаточне завершення нашої роботи та оформлення її результатів становлять приблизно 158 тисяч (грн.).

5.3 Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки

Аналіз місткості ринку, в якому можуть бути використані результати нашої або аналогічних розробок, в 2025 році становить приблизно 1800 шт. Оскільки технічні та економічні показники нашої розробки є значно кращими, то вона має користуватися підвищеним попитом на ринку принаймні протягом 3-х років після впровадження. Тобто наша розробка

може бути впроваджена з 1 січня 2026 року, а її результати будуть виявлятися протягом 2026-го, 2027-го та 2028-го років.

Прогноз зростання попиту на нашу розробку складає по роках:

1-й рік після впровадження (2026 р.) – приблизно на $+\Delta 100$ шт.;

2-й рік після впровадження (2027 р.) – приблизно на $+\Delta 200$ шт.;

3-й рік після впровадження (2028 р.) – приблизно на $+\Delta 300$ шт.

На ринку орієнтовна ціна фазованої антенної решітки з 3х3 елементами Ягі–Уда значно варіюється залежно від технічних параметрів, матеріалів, обсягу виробництва, підтримки (тестування, калібрування тощо) тощо. Ціна, яка найчастіше зустрічається в прайсах, перебуває в межах (9000...16000) (грн.). Якщо взяти за типову (серединну) ціну в 12 тисяч(грн.), то ми можемо реалізовувати нашу розробку, яка має значно кращі технічні і експлуатаційні характеристики, дещо дорожче, наприклад, за 15 тисяч грн, тобто на 3 тисячі грн дорожче.

Тоді можливе збільшення чистого прибутку $\Delta\Pi_i$, що його може отримати потенційний інвестор від комерціалізації нашої розробки становитиме [41]:

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta\Pi_o \cdot N + \Pi_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\nu}{100}\right), \quad (5.10)$$

де $\Delta\Pi_o$ – збільшення ціни нової розробки, тобто $\Delta\Pi_o = 15 - 12 = + 3$ тисячі (грн.);

N – обсяг діяльності (кількість замовників) у році до впровадження результатів розробки; $N = 1800$ шт.;

ΔN – покращення основного кількісного показника від впровадження результатів розробки по роках (2026, 2027 та 2028 роки) становитиме, відповідно: +100, +200 та +300 шт.;

Π_o – нова ціна реалізації розробки після впровадження отриманих результатів; для нашого випадку $\Pi_o = 15$ тисяч (грн.);

n – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки; $n = 3$ роки;

λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість; $\lambda = 0,8333$;

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати $\rho = (0,2 \dots 0,5)$; візьмемо $\rho = 0,5$;

υ – ставка податку на прибуток. У 2025 році $\upsilon = 18\%$.

Тоді можлива величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_1$ для потенційного інвестора протягом першого року від можливого впровадження нашої розробки (2026 р.) становитиме:

$$\Delta\Pi_1 = [3 \cdot 1800 + 15 \cdot 100] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 2357,41 \approx 2358 \text{ тисяч (грн.)}.$$

Величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_2$ для потенційного інвестора від можливого впровадження нашої розробки протягом другого (2027 р.) року становитиме:

$$\Delta\Pi_2 = [3 \cdot 1800 + 15 \cdot 200] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 2869,88 \approx 2870 \text{ тисяч (грн.)}.$$

Величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_3$ для потенційного інвестора від можливого впровадження нашої розробки протягом третього (2028 р.) року становитиме:

$$\Delta\Pi_3 = [3 \cdot 1800 + 15 \cdot 300] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 3382,36 \approx 3383 \text{ тисячі (грн.)}.$$

Приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливої комерціалізації нашої розробки, буде

$$\Pi\Pi = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (5.11)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої роботи, (грн.);

t – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої роботи, роки. Для нашого випадку $t = 3$ роки;

τ – ставка дисконтування (або рівень інфляції). Керуючись даними статистики за 2025 рік, приймемо ставку дисконтування $\tau = 0,121$ (12,1%);

t – період часу (в роках) від моменту початку розробки до моменту отримання можливих чистих прибутків (в кожному із років).

Тоді прогнозована приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження нашої розробки, складе:

$$\text{ПП} = \frac{2358}{(1+0,121)^2} + \frac{2870}{(1+0,121)^3} + \frac{3383}{(1+0,121)^4} \approx 1876 + 2037 + 2142 = 6055 \text{ тисяч (грн.)}.$$

Теперішня вартість інвестицій PV (або можлива вартість придбання нашої розробки інвестором для її комерціалізації):

$$PV = K \times B_{\text{заг}} = (1,0 \dots 5,0) \times B_{\text{заг}},$$

де $B_{\text{заг}} = 158$ тисяч грн (див. підрозділ 5.1).

Для нашого випадку приймемо, що:

$$PV = (1,0 \dots 5,0) \times 158 = 5,0 \times 158 = 790 \text{ тисяч (грн.)}.$$

Абсолютний економічний ефект для потенційного інвестора від можливої комерціалізації нашої розробки за три роки (2026, 2027, 2028) складе:

$$E_{\text{абс}} = \text{ПП} - PV = 6055 - 790 = 5265 \text{ тисяч (грн.)}.$$

Тоді внутрішня дохідність E_B вкладених інвестицій (коштів) становитиме

$$E_B = \sqrt[T_{\text{ж}}]{1 + \frac{E_{\text{абс}}}{PV}} - 1, \quad (5.12)$$

де $E_{\text{абс}}$ – абсолютний ефект вкладених інвестицій; $E_{\text{абс}} = 5265$ тисяч (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій $PV = 790$ тисяч (грн.);

$T_{\text{ж}}$ – життєвий цикл розробки, роки.

$T_{\text{ж}} = 4$ роки (2025-й, 2026-й, 2027-й, 2028-й роки).

Для нашого випадку отримаємо

$$E_B = \sqrt[4]{1 + \frac{5265}{790}} - 1 = \sqrt[4]{1 + 6,6645} - 1 = \sqrt[4]{7,6645} - 1 = 1,664 - 1 = 0,664 \approx 66,4\%.$$

Мінімальна дохідність можливо вкладних інвестицій $\tau_{\text{мін}}$, яка є допустимою, визначається за формулою

$$\tau_{\text{мін}} = d + f, \quad (5.13)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2025 році в Україні $d = (0,10...0,18)$. Прийmemo, що $\tau = 15\%$.

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; $f = (0,05...0,30)$.

Прийmemo, що $f = 30\%$, тобто $f = 0,3$.

Тоді для нашого випадку отримаємо

$$\tau_{\text{мін}} = 0,15 + 0,30 = 0,45 \text{ або } \tau_{\text{мін}} = 45\%.$$

Оскільки величина $E_B = 66,4\% > \tau_{\text{мін}} = 45\%$, то потенційний інвестор у принципі може бути зацікавлений комерціалізації нашої розробки.

Термін окупності коштів, вкладених потенційним інвестором у можливу комерціалізацію нашої розробки, становитиме

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_{\text{в}}} = \frac{1}{0,664} \approx 1,506 \text{ років} < 3 \text{ років}, \quad (5.14)$$

що також свідчить про потенційну економічну доцільність комерціалізації розробленої нами фазованої антенної решітки з 3х3 елементами Ягі–Уда.

Результати виконаної економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи зведено у таблицю:

Показники	Задані у ІЗ	Досягнуті у магістерській роботі	Висновок
1. Витрати на розробку	Не більше 160 тисяч (грн.)	≈ 158 тисяч (грн.)	Досягнуто
2. Абсолютний ефект від впровадження розробки, тисяч грн	В межах 5000 тисяч грн (за три роки)	5265 тисяч грн (при 12,1% інфляції)	Виконано
3. Внутрішня дохідність вкладених інвестицій (коштів), %	не менше 50,0%	66,4%	Виконано
4. Термін окупності інвестицій (коштів), роки	до 3-ти років	1,506 роки	Виконано

Таким чином, основні економічні показники, досягнуті нами в розробленій фазованій антенній решітці з 3х3 елементами Ягі–Уда, визначені у індивідуальному завданні, повністю виконані.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі виконано комплексне дослідження процесів формування та оптимізації випромінювання фазованої антенної решітки, побудованої з дев'яти елементів Ягі–Уда у конфігурації 3×3 . На основі аналізу теоретичних принципів електродинаміки, особливостей антен Ягі–Уда та сучасних підходів до побудови фазованих решіток було сформовано концепцію компактної високоспрямованої антенної системи. В ході роботи досягнуто поставлену мету — підвищено ефективність формування діаграми спрямованості та коефіцієнта підсилення шляхом фазового керування групою елементів класичної структури Ягі–Уда “один рефлектор – один директор”.

Виконаний огляд літературних джерел та теоретичний аналіз дозволили встановити закономірності взаємодії активних та паразитних елементів у складі решітки й визначити ключові параметри, що впливають на її роботу. У результаті моделювання у часовій та частотній областях отримано дані, які підтверджують здатність розробленої антенної решітки формувати вузький керований головний пелюсток та подавляти бокові й задні лоби. Досягнутий рівень підсилення, що становить близько 17,4 дБі, свідчить про високу ефективність обраної структури.

У роботі розроблено 3D-електромагнітну модель решітки, досліджено вплив параметрів елементів та їх фазового збудження на характеристики випромінювання. Оптимізація геометричних розмірів та фазових зсувів дала змогу отримати конструкцію, придатну до практичного застосування у радіотехнічних комплексах, системах зв'язку та радіолокації. Доведено, що навіть компактні елементи Ягі–Уда за умови правильного фазового керування можуть забезпечити характеристики, співставні з великими фазованими решітками.

Запропонована методика дослідження та оптимізації може бути використана при подальшій розробці багаточастотних, широкосмугових або масштабованих антенних систем. Запропонована методика є придатною для подальшої розробки широкосмугових, багаточастотних та масштабованих антенних масивів, що підкреслює прикладну значущість отриманих результатів.

Створення фазованої антенної решітки на основі компактних елементів Ягі–Уда є економічно доцільним завдяки низькій вартості виготовлення окремих випромінювачів та простоті їх конструкції порівняно з класичними фазованими антенними масивами. Використання мінімальної структури “один рефлектор – один директор” дозволяє зменшити кількість матеріалів та технологічних операцій, що знижує собівартість виробу без втрати основних технічних характеристик. Можливість масштабування та інтеграції такої решітки у існуючі радіотехнічні системи з мінімальними модифікаціями додатково зменшує витрати на впровадження. У підсумку запропонована конструкція забезпечує оптимальне співвідношення між вартістю, ефективністю та функціональністю, що робить її привабливою для серійного виробництва та практичного застосування.

Отже, результати магістерської роботи мають теоретичну цінність у частині розвитку підходів до побудови фазованих решіток на базі класичних антен Ягі–Уда та практичну значущість для створення компактних високоефективних антенних пристроїв.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Brookner, E. Developments and breakthroughs in radars and phased-arrays. In Proceedings of the 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf), Philadelphia, PA, USA, 2–6 May 2016.
2. Buttazzoni, G.; Babich, F.; Vatta, F.; Comisso, M. Geometrical synthesis of sparse antenna arrays using compressive sensing for 5G IoT applications. *Sensors* 2020, 20, 350.
3. Bocon, P.; McGree, T.; Renfro, J. Phased Array Performance Characteristics and Compliance with Satcom Military Standards. In Proceedings of the MILCOM 2005—2005 IEEE Military Communications Conference, Atlantic City, NJ, USA, 17–20 October 2005.
4. Haupt, R. Phase-only adaptive nulling with a genetic algorithm. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1997, 45, 1009–1015.
5. Cheston, T.C.; Frank, J. Phased Array Radar Antennas. In *Radar Handbook*, 2nd ed.; Skolnik, M.I., Ed.; McGraw-Hill: Boston, MA, USA, 1990; pp. 7.1–7.36.
6. Hansen, R.C. Basic Array Characteristics. In *Phased Array Antennas*, 2nd ed.; Chang, K., Ed.; WILEY: Hoboken, NJ, USA, 2009; pp. 7–40.
7. Singh, H.; Sneha, H.L.; Jha, R.M. Mutual coupling in phased arrays: A review. *Int. J. Antennas Propag.* 2013, 2013, 348123.
8. Balanis, C.A. Arrays: Linear, planar, and circular. In *Antenna Theory*, 2nd ed.; John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 1997; pp. 266–270.
9. Baktır, Y. Investigation of Superdirective Antenna Arrays. Master's Thesis, Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2009.
10. Dawoud, M.; Hassan, M. Design of superdirective endfire antenna arrays. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1989, 37, 796–800.
11. Круглюк М.Ю., Семенов А.О. Фазована антенна решітка з 3х3 елементів Ягі–Уда для РЛС дециметрового діапазону. *Матеріали X Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2025)»*, м.

- Вінниця, 05 – 07 листопада 2025, ВНТУ, 2025, С. 1-2. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2025/paper/view/26283>
12. Tai, C. The optimum directivity of uniformly spaced broadside arrays of dipoles. IRE Trans. Antennas Propag. 1964, 12, 447–454.
 13. Eibert, T.F. Fundamentals of Antennas, Arrays, and Mobile Communications. In Antenna Engineering Handbook, 4th ed.; Volakis, J.L., Ed.; McGraw-Hill: New York, NY, USA, 2007; pp. 3–23.
 14. Haskou, A.; Sharaiha, A.; Collardey, S. Design of Small Parasitic Loaded Superdirective End-Fire Antenna Arrays. IEEE Trans. Antennas Propag. 2015, 63, 5456–5464.
 15. Wideband Pattern Reconfigurable Printed-Yagi Antenna Array Based on Feed Structure. Available online: <https://www.scielo.br/j/jmoea/a/xYZNm9pH7kxF6FBbshzPv8L/?format=html>
 16. Huizing, A.G. Scalable multifunction RF system: Combined vs. separate transmit and receive arrays. In Proceedings of the 2008 IEEE Radar Conference, Rome, Italy, 26–30 May 2008; pp. 1–6.
 17. Cohen, D.; Cohen, D.; Eldar, Y.C. High resolution FDMA MIMO radar. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2019, 56, 2806–2822.
 18. Levanon, N. Radar Principles; John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 1988; pp. 4–5.
 19. Kildal, P.S. Array antennas. In Foundation of antenna engineering; Kildal Antenn AB: Gothenburg, Sweden, 2015; pp. 346–348.
 20. Elliott, R.S. The Design of Feeding Structures for Antenna Elements and Arrays. In Antenna Theory and Design; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2003; pp. 355–358.
 21. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Білик О.В., Шпильовий О.О. Дослідження густини потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного випромінювача у ближній та проміжних зонах. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія:*

- Технічні науки*. Том 33 (72), № 3, 2022, С. 13-19. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.3/03>
22. Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Dmytro Kozin, Oleksandr Shpylovyi. Study of the radiation pattern of a rectangular horn antenna in the operation of multimode propagation of electromagnetic waves. *Technology Audit and Production Reserves*, № 2/2(64), 2022, pp. 50-55. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.256560>
23. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Козін Д.О., Кристофоров А.В. Широкопasmовога прямокутна рупорна антена з діелектричною лінзою для бездротового зв'язку «точка-точка». *Системи та технології*, Том 64, №2, 2022, С. 38-47. DOI: <https://doi.org/10.32782/2521-6643-2022.2-64.5>
24. Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Roman Kulias, Oleksandr Shpylovyi. Development of a flexible antenna-wristband for wearable wrist-worn infocommunication devices of the LTE standard. *Technology Audit and Production Reserves*, № 3/1(65), 2022, pp. 20-26. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.261718>
25. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Куляс Р.О., Шпильовий О.О. Гнучка двохпasmовога LTE антена для радіочастотних технологій доступу носимих пристроїв бездротових інфокомунікаційних і сенсорних мереж. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського*. Серія: Технічні науки. Том 33 (72) № 4 2022. Частина 1. С. 32-38. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.4/07>
26. Andriy Semenov, Dmytro Havrilov, Andrii Volovyk, Oleksandr Stalchenko, Roman Kulias, Dmytro Ilchuk. Single-Mode and Multimode Operation of the Rectangular Waveguide with a Spherical Ferrite Probe. *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 26-28 Aug. 2021, pp. 100-104, doi: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575750>

27. Andriy Semenov, Olena Semenova, Natalia Kryvinska, Andrii Krystoforov, Pavlo Kurovskyi, Oleh Kaplychnyi. Development of a microwave resonant waveguide slot antenna with in-phase slot excitation. *TECHNOLOGY AUDIT AND PRODUCTION RESERVES* — Vol. 1 No. 2(69) (2023): Information and control systems, pp. 36-43. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2023.274990>
28. Andriy Semenov, Olena Semenova, Stefan Meulesteen. Flexible Antenna for Cellular IoT Device. *2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, 14-18 November 2022, Ukraine, 2022, pp. 293-298, DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMW58013.2022.10037036>
29. Семенов Андрій, Олександр Громик. Дослідження спрямованих і хвильових параметрів антени поверхневих хвиль. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, № 2, 2023, С. 125-133. DOI: <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-74-16>
30. Chen, G.-Y.; Sun, J.-S. A printed dipole antenna with microstrip tapered balun. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2004, 40, 344–346.
31. Richards, M.A. Introduction to Radar Systems. In *Fundamentals of Radar Signal Processing*; McGraw-Hill Education: New York, NY, USA, 2005; p. 16.
32. Kaschel, H.; Ahumada, C. Design of Rectangular Microstrip Patch Antenna for 2.4 GHz applied a WBAN. In *Proceedings of the 2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, Concepcion, Chile, 17–19 October 2018; pp. 1–61.
33. Zucker, F.J. Fundamentals of Antennas, Surface-Wave Antennas. In *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed.; Volakis, J.L., Ed.; McGraw-Hill: New York, NY, USA, 2007; pp. 10–14.
34. Collin, R.E. *Antennas and Radiowave Propagation*; McGraw Hill: New York, NY, USA, 1985.

35. Elliott, R.S. Linear array analysis. In *Antenna Theory and Design*; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2003; p. 125.
36. Wallace, R.; Dunbar, S. 2.4 GHz YAGI PCB Antenna; Texas Instrument Application Note DN034. Available online: <https://www.ti.com.cn/cn/lit/an/swra350/swra350.pdf>
37. Ertas, M.; Siva, A.; Dalkara, T.; Uzuner, N.; Dora, B.; Inan, L.; Idiman, F.; Sarica, Y.; Selçuki, D.; Oğuzhanoğlu, A.; et al. Validity and Reliability of the Turkish Migraine Disability Assessment (MIDAS) Questionnaire. *Headache J. Head Face Pain* 2004, 44, 786–793.
38. Elliott, R.S. Linear array: Synthesis. In *Antenna Theory and Design*; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2003; p. 156.
39. Savy, L.; Lesturgie, M. Coupling effects in MIMO phased array. In *Proceedings of the 2016 IEEE Radar Conference (Radar-Conf)*, Philadelphia, PA, USA, 2–6 May 2016; pp. 1–6.
40. Chen, X.; Zhang, S.; Li, Q. A Review of Mutual Coupling in MIMO Systems. *IEEE Access* 2018, 6, 24706–24719.
41. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт. / Укладачі В.О. Козловський, О.Й. Лесько, В.В.Кавецький. Вінниця : ВНТУ, 2021. 42 с.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

ФАЗОВАНА АНТЕННА РЕШІТКА З 3Х3 ЕЛЕМЕНТІВ ЯГІ-УДА

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м
спеціальності 172 Електронні комунікації та
радіотехніка

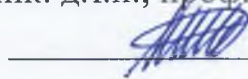
(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)



Круглюк М.Ю.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС



Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2025 р.



Рисунок 1 – Антенна система в РЛС Тип 291 (Великобританія)



Рисунок 2 – РЛС берегової оборони FuMO-3 (FMG-40 G)

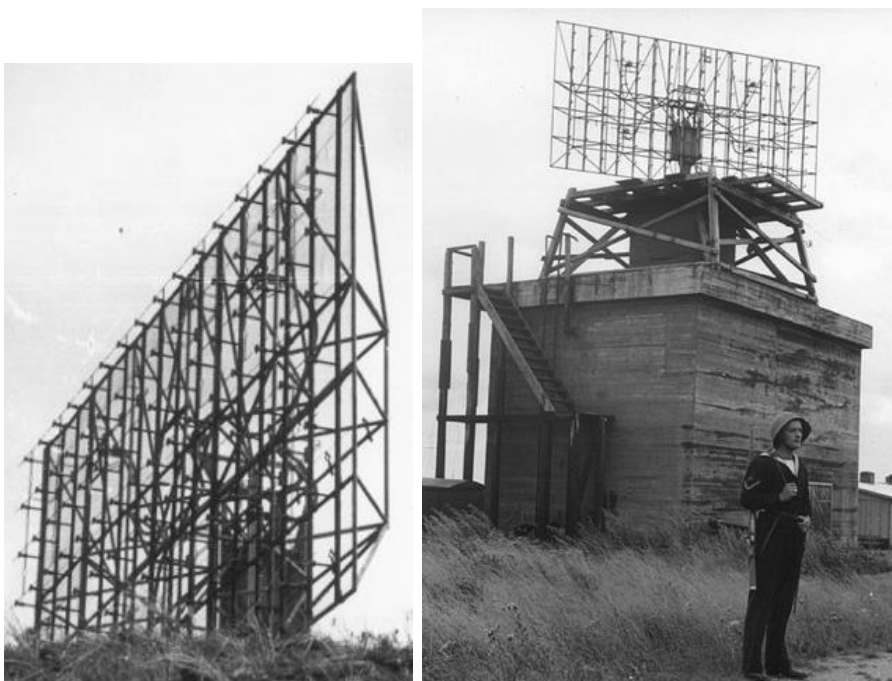


Рисунок 3 – РЛС берегової оборони FuMO-4 (Samos)

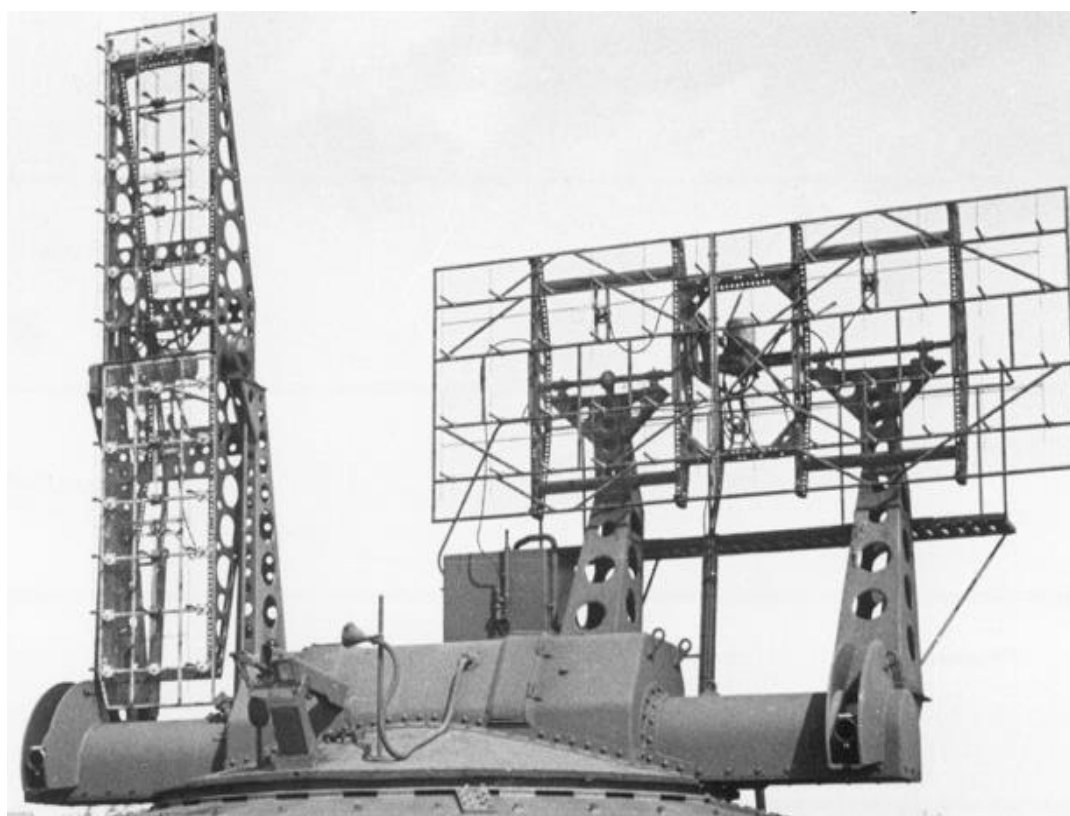


Рисунок 4 – РЛС берегової оборони FuMO-202 Flakleit

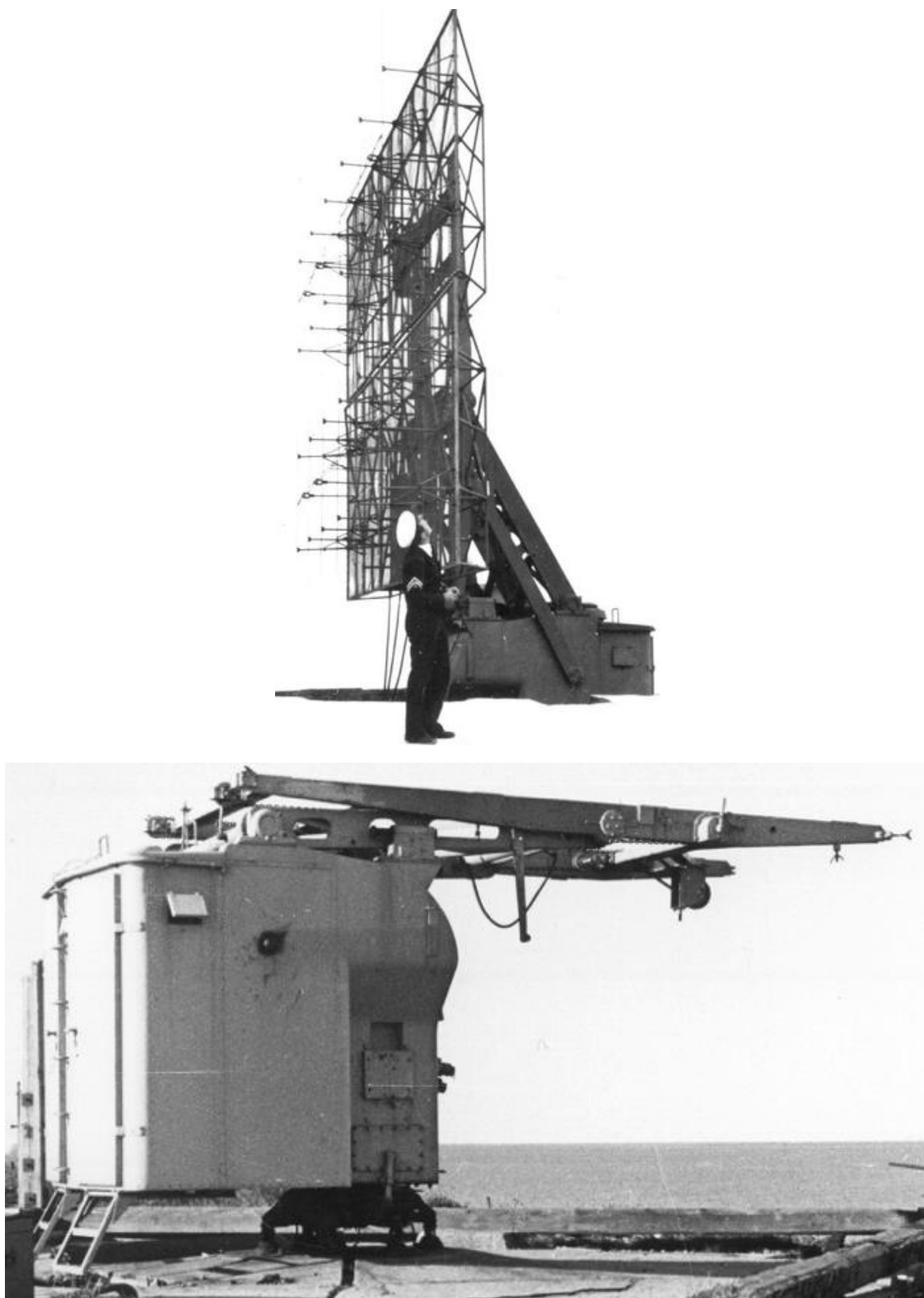


Рисунок 5 – РЛС берегової оборони FuMO-301/302



Рисунок 6 – РЛС FuMG-80 Freya



Рисунок 7 – Фото РЛС П-18 (Малахіт)



Рисунок 8 – Фото РЛС П-18ПЛ

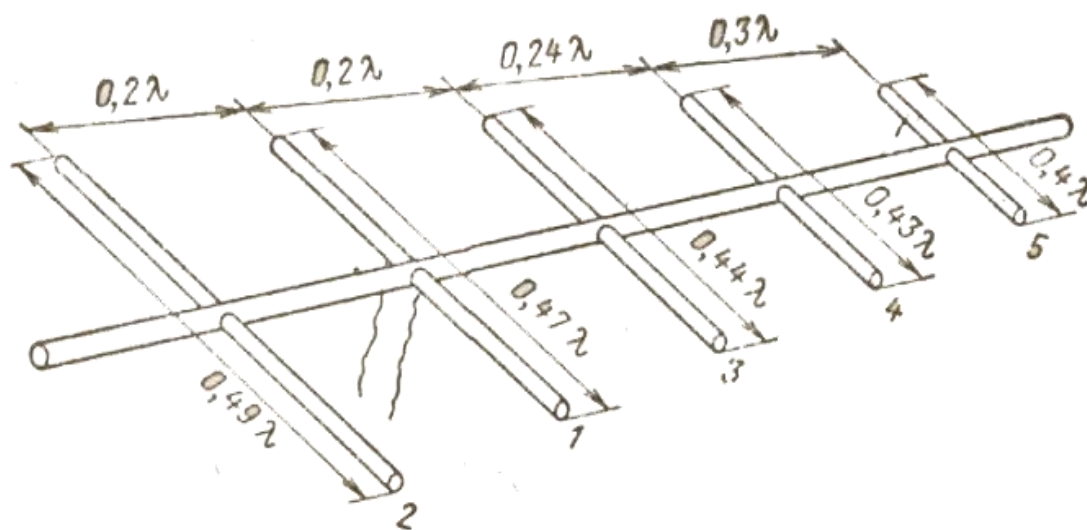
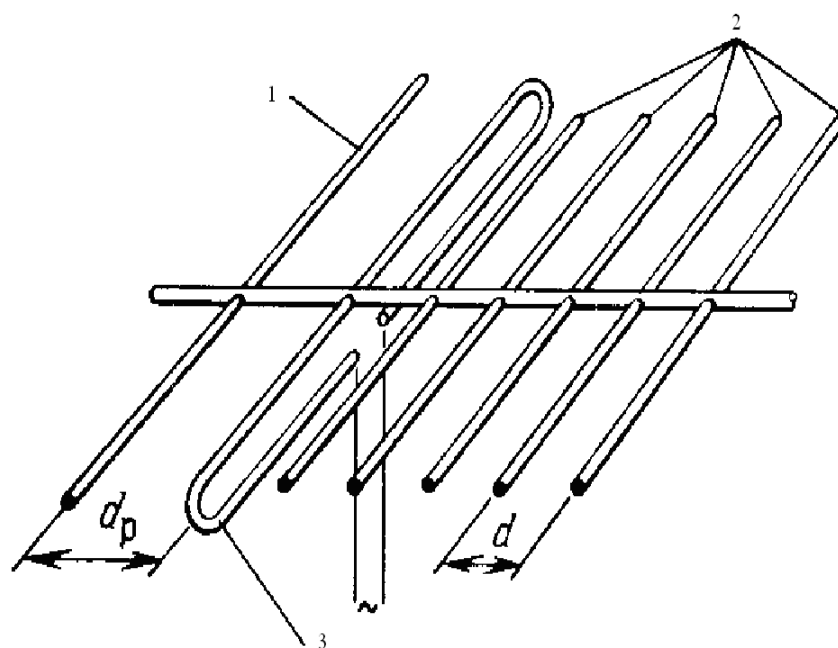


Рисунок 9 – Структура багатоеlementної антени Ягі–Уда



(a)

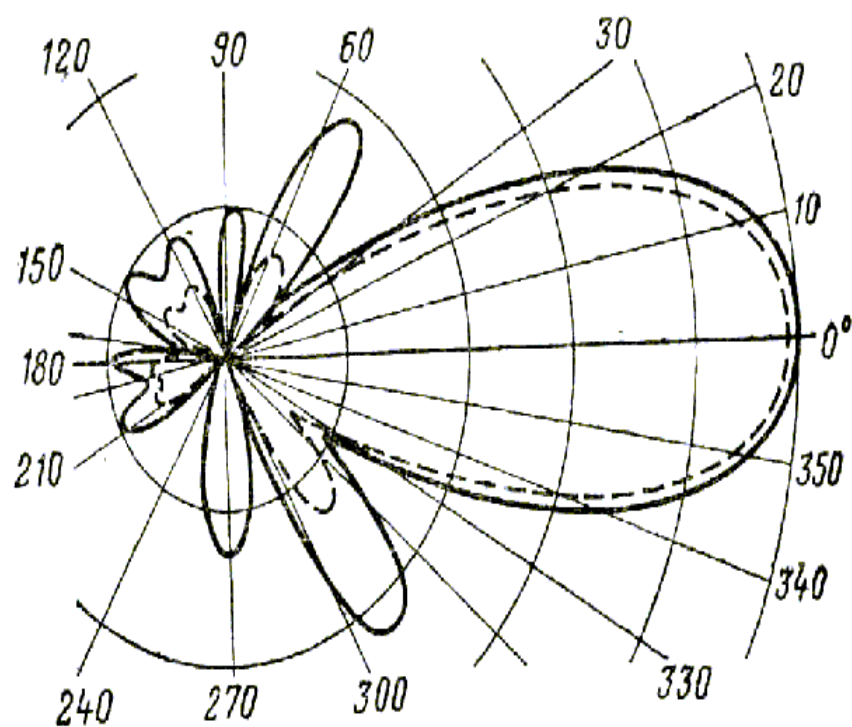


Рисунок 10 – Багатоелементної антени Ягі–Уда (а) та приклад її діаграми спрямованості (б)

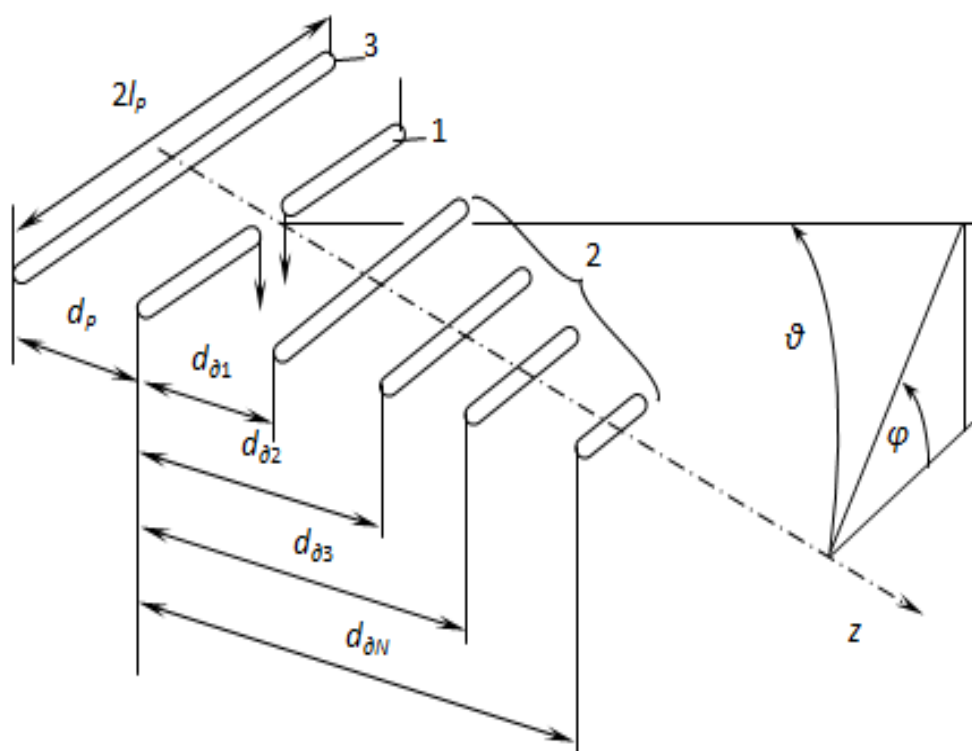


Рисунок 11 – Будова дротової багатоелементної антени Ягі–Уда

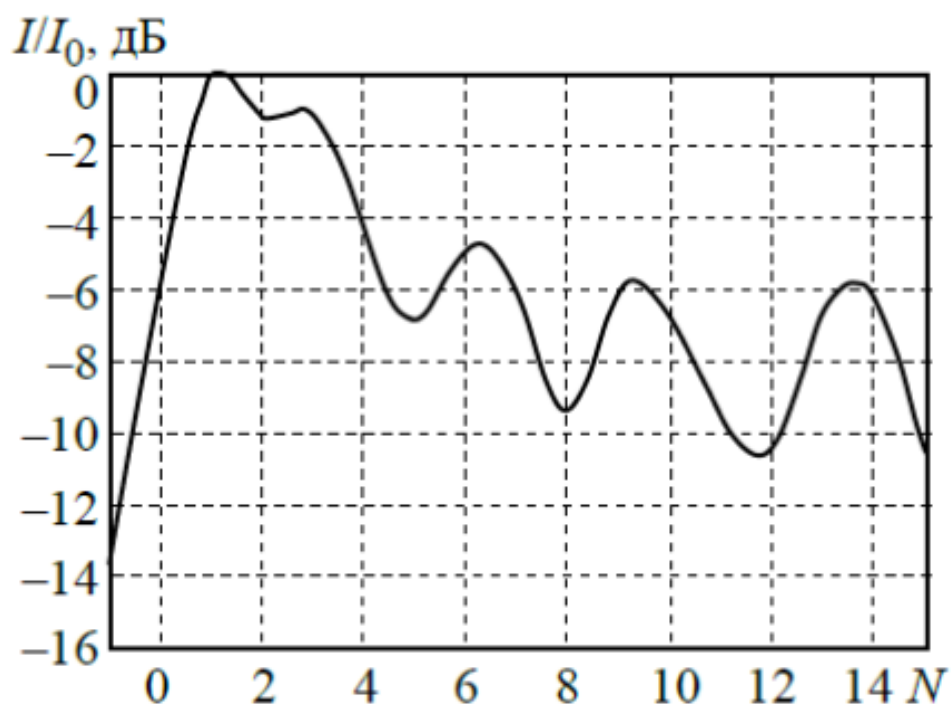


Рисунок 12 – Розподіл амплітуди струму по випромінювачах для 15-елементної антени Ягі–Уда

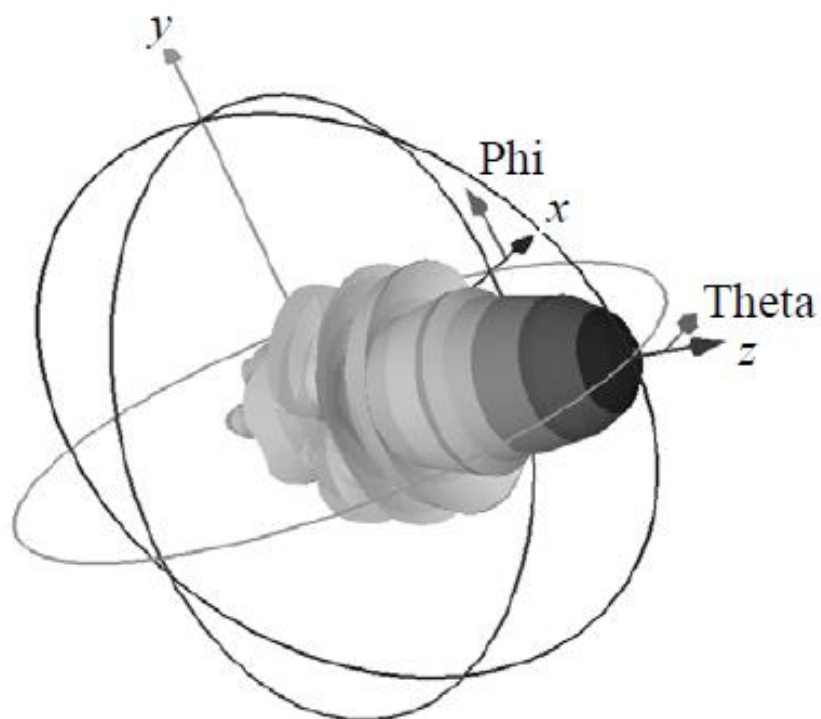


Рисунок 13 – Просторова діаграма спрямованості
15-елементної антени Ягі–Уда

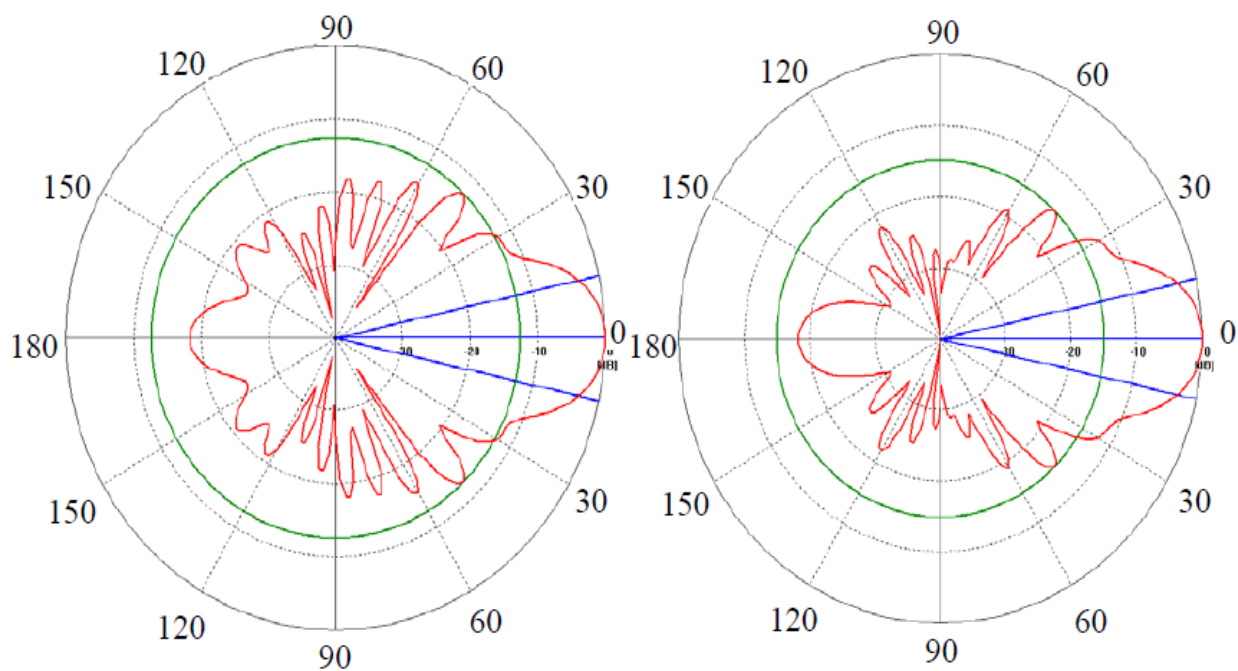


Рисунок 14 – Перерізи в Е- і Н-площинах просторової діаграми
спрямованості 15-елементної антени Ягі–Уда

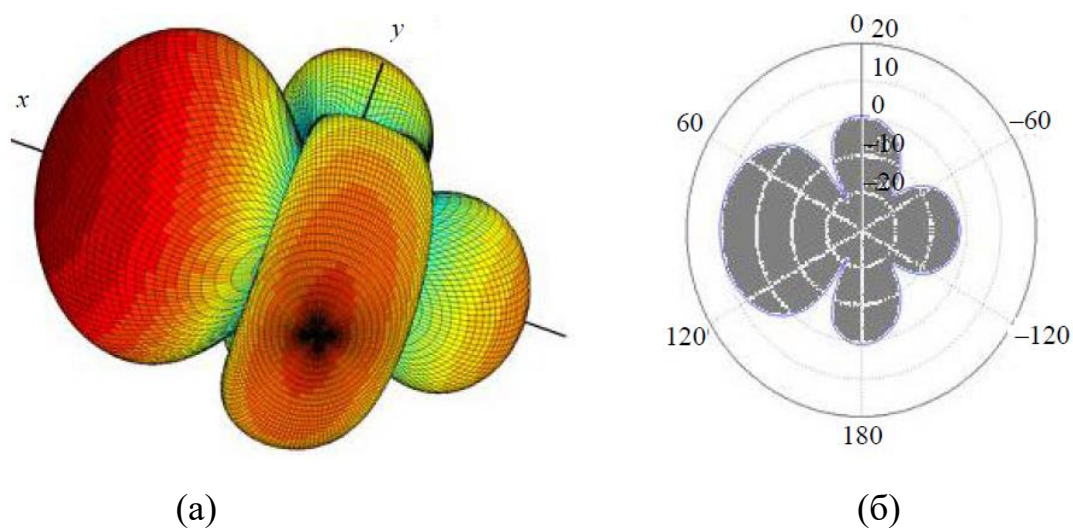


Рисунок 15 – Просторова діаграма випромінювання (а) п'ятиелементної антени типу хвильовий канал та її проекція на площину (б)

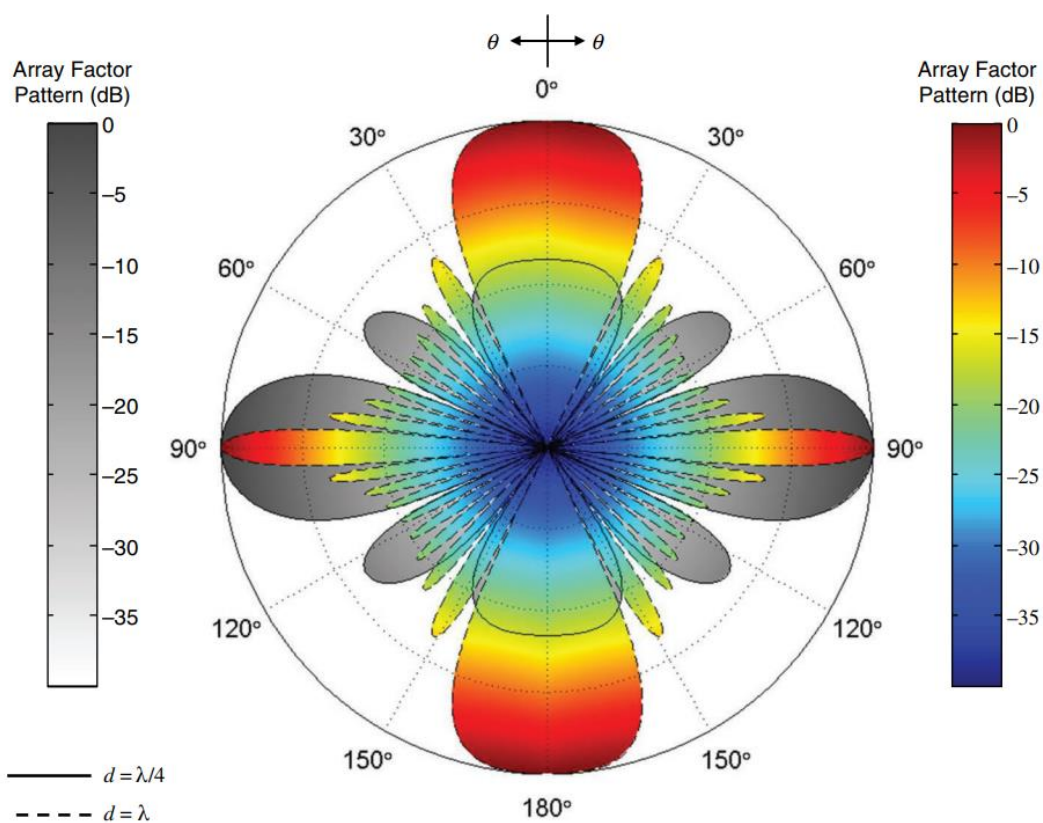


Рисунок 16 – Діаграма коефіцієнтів масиву 10-елементної рівномірної амплітудної широкополосної решітки ($N = 10$, $\beta = 0$)

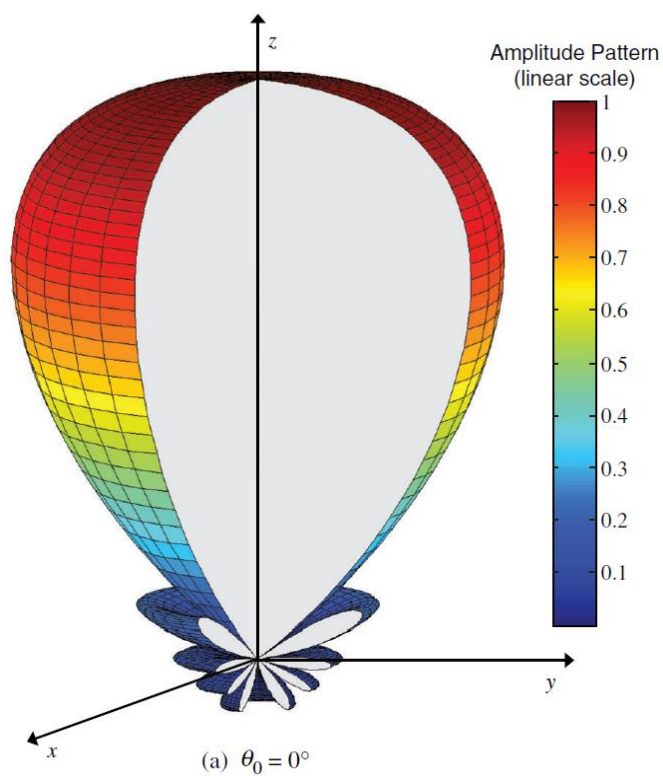


Рисунок 17 - Тривимірні амплітудні картини для кінцевих масивів випромінювання в напрямку $\theta_0 = 0^\circ$ ($N = 10$, $d = \lambda/4$)

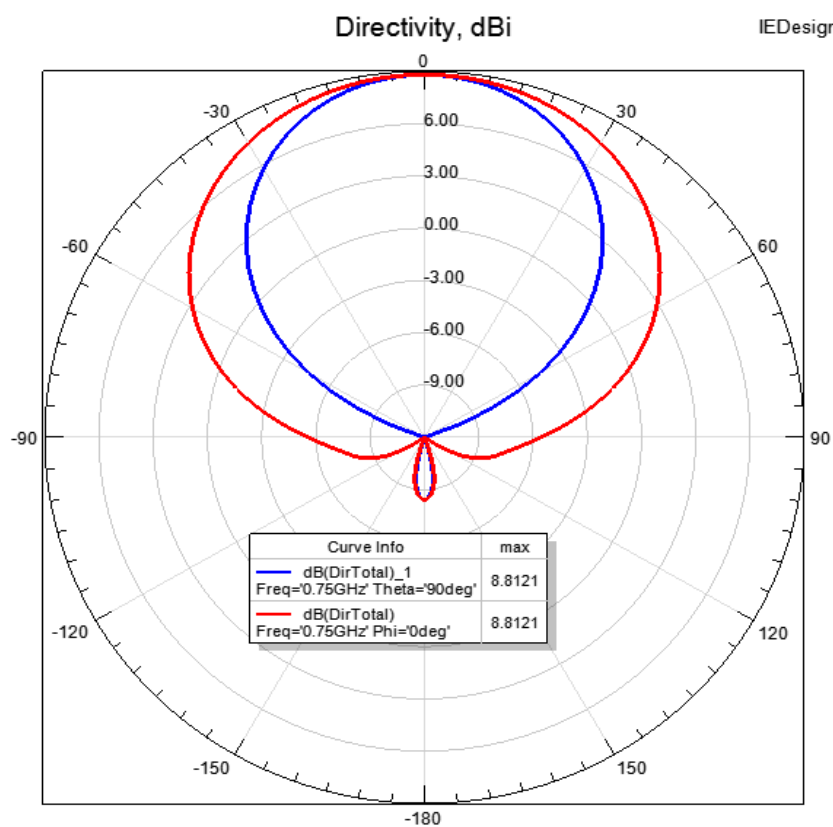


Рисунок 18 - 1R1D Uda-Yagi 8.8 dBi

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
ФАЗОВАНА АНТЕННА РЕШІТКА З 3Х3 ЕЛЕМЕНТІВ ЯГІ–УДА

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Фазована антенна решітка з 3х3 елементів Ягі–Уда»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ Кафедра ІРТС
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 0,90%

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- ☒ Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- ☐ У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- ☐ У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

Семенов А.О. – д.т.н., професор каф. ІРТС
(прізвище, ініціали, посада)

Осадчук О.В. – д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС
(прізвище, ініціали, посада)

(підпис)

(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку

(підпис)

Семенов А.О.
(прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник

(підпис)

Семенов А.О. – д.т.н., професор каф. ІРТС
(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач

(підпис)

Круглюк М.Ю.

(прізвище, ініціали)