

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістра

(назва освітнього ступеня)

на тему: Методи аналізу та оптимізації діаграми випромінювання параболічної
антени

Виконав: студент 6 курсу, групи ІРАму-61

спеціальності 172 Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

Бондонга Патрік
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник Паляниця Ю.Б.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль Хвостівська Л.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри Дунець В.Л.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Рецензент Дедів Л.Є.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Тернопіль
2025

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.
(підпис) (прізвище та ініціали)

«29» листопада 2024 р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня Магістр
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)

Студенту Бондонзі Патріку
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Методи аналізу та оптимізації діаграми випромінювання параболічної антени

Керівник роботи Паляниця Юрій Богданович, к.т.н., доцент, доцент кафедри РТ
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «29» листопада 2024 року № 4/7–1147

2. Термін подання студентом завершеної роботи 06 лютого 2025р.

3. Вихідні дані до роботи Частотний діапазон – (1,9 – 2,1) GHz, F ширина діаграми спрямованості $2\theta_{0.5} \leq 8^\circ$ кут. град., поляризація – лінійна, $K_{СХн} \leq 1,5$, $P_{вих} \leq 5$ Вт

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

Вступ

Розділ 1. Опис та аналіз методів оптимізації діаграми випромінювання параболічних дзеркальних антен.

Розділ 2. Методи розрахунку ДВ дзеркальних антен.

Розділ 3. Апертурний метод розрахунку поля випромінювання.

Розділ 4. Розрахунок геометричних розмірів та х-к дзеркальної антени.

Розділ 5. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

Загальні висновки

Перелік посилань

Додатки

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

Додаток А. Діапазони частот згідно класифікації ІЕЕЕ. Додаток Б. Модернізації радіорелейних антен НВЧ діапазону.

1. Назва кваліфікаційної роботи. 2. Мета та задачі до завдання. 3. Методи досліджень.

4. Практичні результати досліджень (параболоїд обертання – профіль робочої частини антени).

5. Розрахунок ДВ антени. 6. Діаграма випромінювання антени в лінійних та логарифмічних координатах. 7. Результати досліджень. 8. Висновки. 9. Подяки.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці	к.ф.-м.н, доцент кафедри ПВ Зелінський І.М.		
Безпека в надзвичайних ситуаціях	к.т.н., завідувач кафедри МТ Окіпний І.Б.		

7. Дата видачі завдання _____ 29 листопада 2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1.	Ознайомлення з темою роботи	29.11.2024	Виконано
2.	Опис основних елементів констр. Параболічних антен та характеристик	29.11.2024 – 10.12.2024	Виконано
3.	Аналіз геометричних особливостей параболічних антен	10.12.2024 – 22.12.2024	Виконано
4.	Розгляд спрямованості випромінювання властивої параболоїду обертання	24.12.2024 – 26.12.2024	Виконано
5.	Визначення ключових параметрів та х-к антени (ДВ коеф підшл. та ін.)	26.12.2024 – 30.12.2024	Виконано
6.	Методи мінімізації побічних ефектів від кромкового випромінювання	03.01.2025 – 04.01.2025	Виконано
7.	Технічні підходи до зміни напрямку випромінювання за допомогою зміщення опромінювача	04.01.2025	Виконано
8.	Аналіз розподілу струмів у провідних елементах антени	05.01.2025	Виконано
9.	Вивчення ел. магнітного поля, створеного антеною у внутрішньому об’ємі	05.01.2025 – 06.01.2025	Виконано
10.	Розробка і покращення методів покращення параметрів антен	06.01.2025 – 08.01.2025	Виконано
11.	Технічне завдання	08.01.2025 – 10.01.2025	Виконано
12.	Розрахунок х-к параболічної антени	10.01.2025 – 12.01.2025	Виконано
13.	Аналіз структурного методу розрахунку поля випромінювання	12.01.2025 – 15.01.2025	Виконано
14.	Розрахунок ДВ антени	15.01.2025 – 18.01.2025	Виконано
15.	Розділ «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях»	18.01.2025 – 20.01.2025	Виконано
16.	Висновки	20.01.2025	Виконано
17.	Створення презентаційного матеріалу	21.01.2025	Виконано
18.	Оформлення кваліфікаційної роботи	22.01.2025	Виконано
19.	Нормоконтроль	23.01.2025	Виконано
20.	Перевірка на плагіат	23.01.2025	Виконано
21.	Попередній захист кваліфікаційної роботи	23.01.2025	Виконано
22.	Захист кваліфікаційної роботи	06.02.2025	

Студент

(підпис)

Бондонга Ліако Патрік

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Паляниця Ю.Б.

(прізвище та ініціали)

Методи аналізу та оптимізації діаграми випромінювання параболічної антени // Кваліфікаційна робота освітнього рівня «Магістр» // Бондонга Ліако Патрік // Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, кафедра радіотехнічних систем, група ІРАму-61, //Тернопіль, 2025. // С. 88, рис. – 18, бібліогр. – 34 , додат. – 2.

Ключові слова: ОПТИМІЗАЦІЯ, ДІАГРАМА ВИПРОМІНЮВАННЯ, СПЕКТР ЧАСТОТ, МЕТОДИ ВИЗНАЧЕННЯ, НАПРЯМОК АНТЕНИ, СПРЯМОВАНІСТЬ.

У дослідженні розглядалися дзеркальні параболічні антени з акцентом на діаграму спрямованості, яка могла змінюватися залежно від рівня обвідної відповідно до міжнародних стандартів та рекомендацій супутникових систем. Виконувалися розрахунки оптимальних значень коефіцієнта підсилення, похідних параметрів, а також діаметра робочої поверхні рефлектора залежно від частоти. Було проведено аналіз, обчислення, запропоновано спрощений метод аналізу характеристик випромінювання для параболічних антен із розфокусованим живленням у системі і діаграма спрямованості в сталому частотному діапазоні. Крім того, здійснено аналіз та систематизацію типових конструкцій і технічних характеристик дзеркальних симетричних прямофокусних антен.

ANNOTATION

Methods of Analysis and Optimization of the Radiation Pattern of a Parabolic Antenna // Qualification work of the educational level «Master» // Patrick Bondonga // Ternopil Ivan Puluj National Technical University, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, Telecommunications and Radio Engineering Department, Group IRAmy-61, // Ternopil, 2025. // P. 88, fig. – 18, references – 34, annexes. – 2.

Keywords: OPTIMIZATION, RADIATION PATTERN, FREQUENCY SPECTRUM, DETERMINATION METHODS, ANTENNA DIRECTION, DIRECTIVITY.

The study considered mirror parabolic antennas with an emphasis on the directivity pattern, which could vary depending on the envelope level in accordance with international standards and recommendations of satellite systems. Calculations of the optimal values of the gain, derived parameters, and the diameter of the reflector working surface depending on the frequency were performed. Analysis, calculations were carried out, and a simplified method for analyzing the radiation characteristics for parabolic antennas with defocused power in the system and a directivity pattern in a constant frequency range was proposed. In addition, analysis and systematization of typical designs and technical characteristics of mirror symmetrical direct focus antennas were carried out.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ДЗЕРКАЛЬНИХ ПАРАБОЛІЧНИХ АНТЕН	9
1.1. Опис основних переваг та характеристик параболічних антен та їхні технічні характеристики	9
1.2. Висновок до розділу 1	12
РОЗДІЛ 2. МЕТОДИ ОБЧИСЛЕННЯ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНOSTІ ДЗЕРКАЛЬНИХ АНТЕН ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ВЕЛИКИХ РЕФЛЕКТОРНИХ АНТЕН	13
2.1. Аналіз розподілу струмів у провідних елементах антени або полів, що виникають на її обмежуючій поверхні	13
2.2. Вивчення електромагнітного поля, створюваного антеною у внутрішньому об'ємі системи.....	19
2.3. Розробка та впровадження методів покращення параметрів великих дзеркальних антен	21
2.4. Висновок до розділу 2	26
РОЗДІЛ 3. СПРОЩЕНИЙ МЕТОД АНАЛІЗУ ХАРАКТЕРИСТИК ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ ПАРАБОЛІЧНИХ АНТЕН ІЗ РОЗФОКУСОВАНИМ ЖИВЛЕННЯМ У СИСТЕМІ	27
3.1. Поділ поверхні параболічного відбивача	28
3.2. Розрахунок індуктивної амплітуди	31
3.3. Розрахунок індуктивної фази.....	34
3.4. Аналіз радіаційних характеристик	35
3.5. Розгляд представленого методу	36
3.6. Моделювання параболічної антени та її параметрів	40
3.7. Висновки до розділу 3	46
РОЗДІЛ 4. РОЗРАХУНОК ДЗЕРКАЛЬНОЇ АНТЕНИ.....	48
4.1. Технічне завдання	48

4.2. Пояснення вибору опромінювача та його діаграми спрямованості (ДС)	48
4.3. Визначення коефіцієнта спрямованої дії опромінювача	50
4.4. Розрахунок характеристик параболічної антени	53
4.4.1. Визначення кута розкриття дзеркала	53
4.4.2. Визначення діаметру параболічної антени	54
4.4.3. Визначення фокусної відстані антени	54
4.4.4. Визначення профіля параболічної антени	55
4.4.5. Визначення поля в розкритті параболічної дзеркальної антени	56
4.4.6. Розрахунок діаграми спрямованості параболічної дзеркальної антени	58
4.4.7. Знаходження коефіцієнта використання параболічної поверхні	61
4.4.8. Визначення ККД параболічної дзеркальної антени	62
4.4.9. Розрахунок коефіцієнта спрямованої дії параболічної дзеркальної антени	62
4.4.10. Розрахунок коефіцієнта підсилення параболічної дзеркальної антени	64
4.5. Розрахунок коефіцієнта стійної хвилі в фідері параболічної дзеркальної антени	64
4.6. Висновок до розділу 4	65
РОЗДІЛ 5. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	67
5.1. Технічне завдання	67
5.2. Фонд соціального страхування від нещасних випадків. Правління Фонду. Виконавча дирекція Фонду. Страхові експерти з охорони праці, їх функції і повноваження	70
5.3. Види небезпек та поняття потенційної небезпеки	75
5.4. Класифікація механічних небезпек та їх вплив на організм людини ..	79
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	84
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	85
ДОДАТКИ	

ВСТУП

Актуальність теми. Швидкий розвиток супутникових технологій та зростаючі вимоги до пропускної здатності каналів зв'язку стимулюють пошук нових рішень в області антенних систем. Дзеркальні параболічні антени, незважаючи на свою досить довгу історію застосування, залишаються актуальними завдяки своїй здатності формувати вузькі діаграми направленості та забезпечувати високий коефіцієнт підсилення. Однак, сучасні системи супутникового зв'язку висувають все більш жорсткі вимоги до точності характеристик антен, що потребує глибокого розуміння фізичних процесів, які відбуваються в них.

Мета і задачі дослідження. Основною метою дослідження є поглиблене вивчення фізичних принципів формування діаграм направленості дзеркальних параболічних антен, розробка теоретичних моделей для розрахунку їх характеристик та експериментальна перевірка отриманих результатів. Зокрема, дослідження спрямоване на:

- Аналіз впливу геометричних параметрів антени (діаметр рефлектора, фокусна відстань, форма опромінювача) на формування діаграми направленості.
- Дослідження впливу різних типів опромінювачів на характеристики антени.
- Розробку методів оптимізації геометричних параметрів антени для досягнення заданих характеристик діаграми направленості.
- Створення математичної моделі для розрахунку характеристик антени з урахуванням дифракційних ефектів.

Методи дослідження. Для досягнення поставленої мети були використані наступні методи:

- Теоретичний аналіз: Розроблені математичні моделі для розрахунку характеристик антени на основі рівнянь електродинаміки.
- Чисельне моделювання: Використані сучасні програмні засоби для чисельного розв'язання електродинамічних задач.

– Експериментальні дослідження: Проведені вимірювання характеристик виготовлених прототипів антен на спеціальному вимірювальному стенді.

Об’єктом дослідження є дослідження спрямоване на розробку та впровадження сучасних методів математичного моделювання, чисельного аналізу і комп’ютерної симуляції для підвищення ефективності роботи параболічних антен в різних умовах експлуатації.

Предмет дослідження охоплює методологічну основу та інструментарій, необхідний для забезпечення високої ефективності й точності роботи параболічної антени.

Ступінь наукової розробки. Отримані результати дозволяють розширити теоретичні основи розрахунку дзеркальних параболічних антен та розробити нові конструктивні рішення, які забезпечать більш високу ефективність та надійність супутникових систем зв’язку.

Практичне значення одержаних результатів. В результаті проведених досліджень були отримані наступні результати:

- Розроблена детальна теоретична модель дзеркальної параболічної антени, яка дозволяє з високою точністю розраховувати її характеристики.
- Проаналізовано вплив різних факторів на формування діаграми направленості антени та визначено оптимальні геометричні параметри для досягнення заданих характеристик.
- Експериментально підтверджена адекватність розробленої теоретичної моделі.
- Розроблені рекомендації щодо вибору оптимальних параметрів антени для різних застосувань.

Структура роботи. У роботу входять вступ, 5 описані розділи, висновки та перелік посилань та додатки. Обсяг роботи: аналіз та ознайомлення 88 аркуші. Формат А4 та додатки.

РОЗДІЛ 1.

АНАЛІЗ ДЗЕРКАЛЬНИХ ПАРАБОЛІЧНИХ АНТЕН

1.1. Опис основних переваг та характеристик параболічних антен та їхні технічні характеристики

Очікується, що застосування послуг високошвидкісного та широкосмугового зв'язку розшириться в різних частотних діапазонах у результаті різкого збільшення обсягу інформації, що спричинить збільшення попиту. W-діапазон (від 75 ГГц до 110 ГГц) виділяється як перспективний кандидат для субтерагерцового зв'язку в мобільному зв'язку шостого покоління, а також його застосування в радарних системах, системах запобігання зіткненням автомобілів і сприйнятті зображення [1,2,3]. W-діапазон, що відрізняється короткою довжиною хвилі, притаманною міліметровим хвилям, може полегшити реалізацію компактного апаратного забезпечення для поширення електромагнітних хвиль. Однак це супроводжується недоліками, такими як атмосферне загасання та великі втрати на шляху через коротку довжину хвилі. Антенна система з покращеними характеристиками випромінювання (високе посилення) стає необхідною для подолання цих обмежень [4].

Подальші дослідження служать прикладами характеристик випромінювання W-діапазону з високим коефіцієнтом посилення. Модульна антенна решітка для системи формування зображення електронного циклотронного випромінювання [5], інтегрований у підкладку хвилевід (SIW) для мікрохвильової передачі енергії (MPT) і бездротового зв'язку [6], а також складений рефлектор Френеля (FFR) для запобігання зіткненню гелікоптера радар і мікросмужкова патч-антена, що живиться від SIW для робочого діапазону від 91 ГГц до 97 ГГц [7] були розроблені та досліджені раніше. Зазначені антени використовують діелектрики. Зі збільшенням робочої частоти зростають діелектричні втрати, а отже, знижується ефективність випромінювання антени.

Крім того, ці антени відносяться до категорії резонансних антен; вони страждають від недоліку вузької робочої смуги пропускання.

Параболічна рефлекторна антена має переваги високого посилення, ефективності випромінювання та широкої смуги пропускання порівняно з іншими типами антен. Таким чином, параболічна рефлекторна антена є хорошим кандидатом для застосувань у W-діапазоні. У Ref. [8,9] параболічні антени були розроблені та досліджені для додатків супутникового зв'язку W-діапазону (SATCOM). Параболічні рефлекторні антени можна використовувати більш різноманітними способами на додаток до індукції характеристик випромінювання з високим коефіцієнтом посилення для W-діапазону. У посил. [10] розроблено моноімпульсну систему стеження на основі параболічної антени для бездротового зв'язку W-діапазону. У посил. [11] багатопроточні антенні системи W-діапазону та системи зображення міліметрового діапазону були розроблені з параболічними рефлекторними антенами з кількома живленнями. У посил. [12], багатодіапазонна рефлекторна антена зі спільною апертурою була розроблена для Ka- та W-діапазонів.

Також необхідно вміти аналізувати характеристики випромінювання параболічної рефлекторної антени з розфокусованим живленням для різних згаданих застосувань. Аналіз електромагнітного поля необхідний для аналізу характеристик випромінювання антен. Для цього були розроблені різні ефективні методи моделювання електромагнітного поля. Репрезентативні методи включають метод моменту (MOM) [13], метод скінченних елементів (FEM) [14], кінцево-різницева часовий домен (FDTD) [15], метод скінченних різниць (FDM) [16] і метод скінченного інтегрування (FIT) [17].

Однак у високочастотному режимі або з електрично великими об'єктами, такими як рефлекторні антени, обчислювальне навантаження, пов'язане із згаданими методами, є непомірно високим. Таким чином, високочастотні асимптотичні методи, такі як геометрична оптика (GO) [18,19] або фізична оптика (PO) [20,21,22,23], широко застосовувалися для вирішення наближених рішень для рефлекторних антен з обмеженою витрати на обчислення при

збереженні високої точності. Метод ГО заснований на описі електромагнітного поля за допомогою оптичних променів. Він зосереджений на відображенні променів, коли вони взаємодіють з параболічною поверхнею, і зазвичай використовується для прогнозування шляху та концентрації електромагнітної енергії у великих антенних структурах. Метод РО розглядає електромагнітні хвилі як комбінацію падаючого та розсіяного полів на основі еквівалентних струмів на поверхні. Це передбачає оцінку внесків як прямого, так і відбитого шляхів, враховуючи фізичні характеристики поверхні, що відбиває. Методи ГО і РО також були розширені до геометричної теорії дифракції (GTD) і фізичної теорії дифракції (PTD) шляхом явного включення дифракційних явищ для підвищення аналітичної точності [24,25,26].

Однак ці методи вимагають аналізу інтегрального рівняння електричного поля (EFIE) або інтегрального рівняння магнітного поля (MFIE), розподілу індукованого струму на поверхнях, трасування променів, явища відбиття/заломлення/дифракції електромагнітних хвиль, граничні умови тощо.

У цій статті представлено простий метод аналізу характеристик випромінювання параболічної антени з розфокусованим живленням у високочастотних режимах. Представлений метод є спрощеним підходом до техніки РО і відноситься до аналізу антен з використанням дискретних компонентів, вивчених у [27,28,29]. Представлений метод заснований на дискретному розподілі поверхні параболічного відбивача і враховує лише спрощену теорію поширення хвилі та ефект скалярної функції від фідера. Крім того, теорія решіток застосовується виключно для аналізу характеристик випромінювання. Тому для розрахунку характеристик випромінювання розфокусованої параболічної рефлекторної антени використовується дуже спрощена формула. Ефективність представленого спрощеного методу було перевірено шляхом порівняння його результатів з результатами, отриманими за допомогою двох репрезентативних комерційних інструментів: GRASP (Загальний програмний пакет проектування рефлекторної антени) і CST (Технологія комп'ютерного моделювання) Studio Suite. Ці інструменти

використовують методи PO/GTD і FIT відповідно. Процес перевірки охоплював низку конфігурацій параболічних антен із розфокусованим живленням. Деталі представленого методу та його валідації за допомогою імітаційних експериментів обговорюються в наступних розділах.

1.2. Висновок до розділу 1

Параболічні рефлекторні антени є перспективним рішенням для застосувань у W-діапазоні завдяки високому коефіцієнту підсилення, широкій смузі пропускання та ефективності випромінювання. Однак аналіз їхніх характеристик у високочастотному режимі потребує ефективних методів моделювання. У цьому дослідженні запропоновано спрощений підхід до аналізу антен із розфокусованим живленням, результати якого підтверджені шляхом порівняння з комерційними інструментами моделювання.

РОЗДІЛ 2.

МЕТОДИ ОБЧИСЛЕННЯ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНOSTІ ДЗЕРКАЛЬНИХ
АНТЕН ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ВЕЛИКИХ РЕФЛЕКТОРНИХ АНТЕН

2.1. Аналіз розподілу струмів у провідних елементах антени або полів, що виникають на її обмежуючій поверхні

Поля у внутрішньому просторі антени можна визначити, вирішуючи рівняння Максвелла за заданими граничними умовами, включаючи умови на нескінченності та на ребрах конструкції [1.2]. Однак розв'язання таких граничних задач електродинаміки часто виявляється складним, особливо коли поверхня антени не збігається з координатними поверхнями системи координат, що дозволяють розділення змінних [3], або коли граничні умови мають складну форму. Тому процес визначення поля випромінювання зазвичай проводять у два етапи: спочатку визначають розподіл струмів на антені або поля на поверхні, що її обмежує, а потім на основі цього розподілу знаходять поле у внутрішньому просторі. При цьому перше завдання може бути вирішене лише шляхом точного застосування рівнянь Максвелла, тоді як друге зазвичай вирішується наближеними методами.

Наближені методи повинні забезпечувати достатню простоту й точність розв'язання. Точність оцінюється за величиною відкинutoї частини рішення, яка зазвичай пропорційна малим параметрам задачі. Основними параметрами електродинамічної задачі є довжина хвилі λ і розмір антени d . Малий параметр може визначатися як співвідношення d/λ (довгохвильове наближення) або λ/d (короткохвильове наближення). Для довгохвильового наближення (статичні, квазістаціонарні та стаціонарні поля) використовуються спрощені моделі, тоді як короткохвильове наближення вимагає детальнішого підходу. До основних методів короткохвильового наближення належать: метод геометричної оптики (МГО), метод фізичної оптики та метод дифракційних променів.

Метод геометричної оптики, завдяки своїй простоті, широко застосовується для вирішення задач електродинаміки в грубому наближенні. Рівняння Максвелла у межах цього методу записуються у відповідній формі [2].

$$E = \frac{E_0}{\sqrt{\epsilon}} * l^{-ikL}, \quad H = \frac{H_0}{\sqrt{\mu}} * l^{-ikL} \quad (2.1)$$

де L – коеф. Зайделя, а самі рівняння Максвелла приймають вид

$$\begin{aligned} [H_0, \text{grad } L] &= nE_0 \\ [[E_0, \text{grad } L] &= -nH_0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Умовами формули (2.2) являється рівняння Максвелла

$$(\text{grad } L)^2 = n^2 \quad (2.3)$$

де $n = \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{\epsilon_0\mu_0}}$ – коефіцієнт заломлення середовища.

Рівняння геометричної оптики дозволяє отримати інформацію про характер електромагнітного поля, форму ліній енергетичного потоку (променів) та зміну інтенсивності поля вздовж цих променів. Однак цей метод не дозволяє визначити абсолютні значення E_0 і H_0 та їхню орієнтацію в просторі. Виходячи з рівняння Ферма, промені є прямолінійними та відбиваються від поверхні, як від дотичної площини в точці падіння. При цьому відображення сусідніх променів відбувається незалежно одне від одного. Метод геометричної оптики залишається точним, доки відносні зміни параметрів середовища ϵ і μ , а також амплітуд полів E_0 і H_0 на відстані, що дорівнює довжині хвилі, є незначними відносно 2π . Іншими словами, цей метод застосовний, якщо кривизна поверхні та варіації падаючої хвилі є мінімальними на масштабі довжини хвилі.

Метод фізичної (хвильової) оптики базується на принципах Гюйгенса-Френеля, згідно з якими кожна точка збудженої хвилею поверхні розглядається як джерело вторинних сферичних хвиль. З точки, яка випромінює, визначають поверхні зон Френеля. Різниця між променями, що йдуть від меж цих зон до точки спостереження, є кратною $\lambda/2$. Цей підхід дозволяє отримувати кількісні результати як для вільного поширення хвиль, так і для випадків дифракції.

Кірхгоф надав математичне обґрунтування правил Гюйгенса-Френеля. Вираз для обчислення поля він записав у вигляді інтеграла по поверхні, який залежить від скалярної функції джерела. При цьому значення цієї функції визначається характеристиками джерела випромінювання і враховує фазу та амплітуду хвиль, що виникають у кожній точці поверхні.

Цей підхід дозволив формалізувати і кількісно описати процес утворення хвильового поля, враховуючи вплив кожної елементарної хвилі, що випромінюється поверхнею. В результаті з'явилась можливість точно визначати характеристики дифракції та поширення хвиль у різних середовищах

$U = \frac{\pi d \sin \theta}{\lambda} \mu$ і похідної $\frac{\sigma U}{\sigma U}$ на поверхні S , яка обмежує об'єм U записується як [4]

$$U_M = -\frac{1}{4\pi} \Phi \left[U \frac{\sigma G}{\sigma n} - G \frac{\sigma U}{\sigma n} \right] dS \quad (2.4)$$

де $G = \frac{1 - iks}{s}$ – рівняння Гріна вільного простору, h – зовнішня нормаль до поверхні S .

З формули (2.4) вона відома як рівняння Кірхгофа, а метод фізичної оптики, на якому воно базується, часто називають наближенням Кірхгофа. Математичні аспекти рівнянь Кірхгофа детально досліджені в роботах [6,7]. У межах наближеної фізичної оптики поверхню струму, збуджувану плоскою електромагнітною хвилею на освітленій частині поверхні, приймають рівною площині

$$g_0 = \frac{G}{2\pi} [nH_0] \quad (2.5)$$

де H_0 – магнітне поле падаючої хвилі. На струмопровідній частині поверхні тіла вважається, що $j_0=0$. Ці припущення визначають як переваги, так і недоліки цього методу. Якщо у формулі (4) використовувати точні значення U і $\frac{\sigma U}{\sigma n}$ області S , по вирішення буде дуже суворим. Але тим точніше значення якраз і не відоме.

Це допущення не є абсолютно точним, адже відомо, що розв’язок хвильового рівняння разом із його похідною не може дорівнювати нулю на кінцевій частині області S , якщо він також не дорівнює нулю по всій області S . Тому для співвідношення (2.4) доцільніше використовувати функції Гріна, Діріхле чи Неймана, які на S задовольняють умови $G=0$ або $\frac{\sigma U}{\sigma n}=0$ [2]

Метод фізичної оптики є більш точним у порівнянні з методом геометричної оптики. В освітленій частині результати обох методів співпадають, проте в області тіні метод фізичної оптики дозволяє врахувати дифракційне поле, яке відрізняється від нуля. Це пояснюється наявністю поля, зумовленого струмами, що виникають на освітленій частині поверхні.

Оскільки в методі фізичної оптики поле на затемненій частині поверхні вважається рівним нулю, форма цієї поверхні не впливає на результат. Цей метод є особливо ефективним у випадках, коли при переході від освітленої до затемненої частини поверхні (наприклад, антени) відбувається різке припинення струму. Для освітленої частини поверхні поле (або струм) на нескінченній провідній поверхні поза розкритом дорівнює нулю, що відповідає умовам, які використовуються в методі геометричної оптики.

Оскільки математична теорія дифракції забезпечує точні рішення лише для обмеженого числа задач, а її підходи не дозволяють адекватно описати поле в областях тіні та напівтіні, виникає потреба в асимптотичних методах, які забезпечують прийнятну точність. У цьому напрямку розвинулися два основні підходи: уточнення та наближення розв’язків хвильового рівняння для областей тіні та напівтіні.

Перший підхід привів до створення методів геометричної та фізичної теорії дифракції. Другий підхід заснований на методі параболічного рівняння, який дозволяє отримати наближені, але точні розв'язки для цих задач.

Метод геометричної теорії дифракції (ГТД), розроблений Келлером [7], був створений для вдосконалення методу геометричної оптики. Його основа полягає в рівнянні Ферма, яке враховує можливість поширення енергії не лише вздовж прямолінійних променів, але й уздовж дифракційних променів. Ці промені поширюються найкоротшим шляхом від джерела до точки спостереження, охоплюючи гладкі криві на відбиваючій поверхні або ребрі. Наприклад, при дифракції на краю екрана дифракційні промені формують конус, віссю якого є дотична до ребра, а кут при вершині дорівнює подвоєному куту між падаючим променем і дотичною. Оскільки дифракційні промені проникають у зону геометричної тіні, вони утворюють поле, яке неможливо описати звичайною геометричною оптикою.

Метод ГТД є якісним і не підходить для точного опису поля на всій площині. Зокрема, його використання стає некоректним поблизу поверхні тіла, коли довжина дифракційного променя від точки дотику до точки спостереження близька до дуги, що проходить через цей промінь. У місцях формування дифракційного поля, таких як каустика, межа світла чи струми, потрібне хвильове трактування. Однак у практичних задачах ГТД може бути більш ефективним, ніж метод фізичної оптики. Наприклад, у роботі [8] зазначено, що для розрахунку поля, випромінюваного параболічним і геометричним рефлектором, цей метод потребує в 100 разів менше машинного часу.

Метод фізичної теорії дифракції (ФТД), запропонований Уфимцевим [9], вдосконалює метод фізичної оптики. Він враховує не лише струми, що збуджуються на поверхні тіла згідно із законом геометричної оптики (рівномірна складова струму), але й додаткові струми, які утворюються поблизу країв та ребер. Ці додаткові струми, що мають характер краєвих хвиль (нерівномірна складова струму), визначаються порівнянням даного краю з краєм нескінченного клина чи напівплощини.

Згідно з цим методом, загальний струм на поверхні тіла визначається як сума рівномірної та нерівномірної складових: $j = j_0 + j_1$, де j_1 – струм, викликаний викривленнями поверхні, які можуть бути будь-якими відхиленнями від нескінченної площини.

Наближений вираз для великого тіла визначається після вивчення дифракції без розгляду окремих геометричних елементів. Метод фізичної теорії дифракції (ФТД) забезпечує значно більшу точність порівняно з фізичною оптикою, яка взагалі не враховує краєві струми. Однак різниця між результатами цих методів зменшується зі збільшенням розмірів тіла (коли розміри значно перевищують довжину хвилі), оскільки j_1/j_0 наближається до 0 на відстані порядку λ від краю.

Метод параболічного рівняння, розроблений у роботах Фока та Леонтовича [10, 11], є частковим наближенням хвильового рівняння, що дозволяє отримувати плавні наближені розв'язки. У цьому методі, замість твердження про незалежність розсіювання енергії всередині променевих трубок, вводяться два основні припущення:

- а) поняття променя зберігається, і енергія в межах променевої трубки не накопичується та не зазнає коливань;
- б) поперечна дифракція амплітуди в межах променевих трубок виникає відповідно до локальних принципів.

Розв'язок хвильового рівняння для поздовжньої компоненти:

$$\Delta U + K^2 U = 0$$

де Δ – оператор Лапласа, шукається у формі:

$$U = A e^{-ikS},$$

де S – довжина вздовж променя.

Рівняння для амплітуди матиме вигляд:

$$2ik(\nabla S \cdot \nabla A) + \varepsilon k A \operatorname{div} \nabla S - \operatorname{div} \nabla A = 0,$$

де присутній доданок $\operatorname{div} \nabla A \neq 0$, що і є основною відмінністю цього методу від методу геометричної оптики.

Приклади застосування методу параболічного рівняння наведено у [г].

2.2. Вивчення електромагнітного поля, створюваного антеною у внутрішньому об'ємі системи

Якщо струм чи поле на антені точно визначені [12], то електромагнітне поле у внутрішньому просторі можна знайти, використовуючи базові рівняння Максвелла. Наприклад, може бути застосований метод, що базується на принципах Кірхгофа. У формулі (4) функцією U може бути будь-яка компонента векторів E та H , оскільки вони є скалярними величинами, що задовольняють хвильовому рівнянню.

Також можна використовувати рівняння Кірхгофа, яке передбачає попереднє визначення шести скалярних компонент векторів E і H , а також шести їхніх похідних за нормаллю до поверхні. Однак розрахунки значно спрощуються при використанні векторного рівняння [13]. У цьому контексті можуть бути застосовані формули Стреттона, які дозволяють визначати вектори E і H лише за заданими значеннями цих векторів на поверхні S .

У разі відсутності джерел у межах об'єму V , поле в точці M може бути розраховане за відповідним співвідношенням.

$$E_M = \frac{1}{4\pi} \int_S \{ -i\omega\mu G[nH] + [[nE]] \operatorname{grad} G \} + \frac{i}{\omega\varepsilon} \operatorname{div}[nH] \operatorname{grad} G \} ds, \quad (2.6)$$

$$H_M = \frac{1}{4\pi} \int_S \{ i\omega\varepsilon G[nE] + [[-nH]] \operatorname{grad} G \} - \frac{i}{\omega\mu} \operatorname{div}[nE] \operatorname{grad} G \} ds, \quad (2.7)$$

Як зазначалося раніше, опромінення струмів і полів на антені зазвичай виконується наближеними методами. У випадках, коли площа антени є невеликою, це часто призводить до того, що за вихідні дані приймаються значення поля на поверхні, які можуть суперечити умовам неперервності векторів поля та їхніх похідних. Зазвичай це пов'язано з тим, що напруженість поля на апертурі антени вважається скінченною, тоді як на інших частинах поверхні приймається рівною нулю.

Для того щоб розрив компонент E і H вздовж контуру апертури L був допустимим, необхідно припустити існування відповідних електричних і магнітних зарядів уздовж L . Метод врахування цих зарядів, запропонований Котлером, передбачає додавання до основного поля (2.6, 2.7) додаткових компонент, обумовлених лінійними зарядами [4].

$$E' = \frac{i}{4\pi\epsilon_w} \oint \text{grad}G(H, dl), \quad (2.8)$$

$$H' = \frac{i}{4\pi\mu_w} \oint \text{grad}G(E, dl), \quad (2.9)$$

Слід зазначити, що система зарядів вздовж λ вводиться штучно, тому поправки Котлера повинні застосовуватися в кожному конкретному випадку, коли це буде виправдано. Інтегрування для розрахунку поля випромінювання може здійснюватися двома способами: по поверхні плоского розкриття та тіньової поверхні дзеркала або по криволінійній поверхні, що проходить через освітлювальну та тіньову поверхні дзеркала. Для спрощення розрахунків у обох випадках зміни струмів на тіньовій поверхні можна не враховувати.

У цьому методі здійснюється розрахунок для плоскої поверхні, а еквівалентні електричні та магнітні струми розраховуються синфазно. У струмовому методі для освітлюваної поверхні еквівалент магнітних струмів вважається нульовим, а електричні струми визначаються як подвоєний тангенс складових вектора U падаючої хвилі. Оскільки розсіювання струмів на поверхні визначається приблизно, обидва методи не є абсолютно точними. При цьому

струмовий метод є точнішим, але складнішим у використанні. Дані для дзеркальних антен можна подати у вигляді подвійного перетворювача Фур'є від функції збудження апертури [14].

$$F = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} I(x, y) \exp[i(k_1 x + k_2 y)] dx dy \quad (2.10)$$

$$x = -8 \quad y = -8$$

$$I(x, y) = \begin{cases} I(x, y) \text{ при } (x, y) \in S \\ 0 \text{ при } (x, y) \notin S \end{cases}, \quad (2.11)$$

Ця функція є обмеженою (перетворення Фур'є для таких функцій добре вивчені в контексті теорії цілих функцій [15]) і зручна для розрахунків. Електричне та магнітне поле в цьому випадку аналізуються за допомогою алгоритмів швидкого перетворення Фур'є [16, 17]. Числові математичні розв'язки інтегральних рівнянь в антенних задачах розглядаються в роботах [18], де задаються тангенс складових поля на поверхні антени.

Наступний етап задачі полягає у виборі амплітуд і фаз, що розсіюються в розкритті, а також форми самого розкриття [4, 14]. Приблизні, зручні для дослідження методи аналізу поверхні антени з випадковими амплітудно-фазовими розсіюваннями в розкритті описані в роботі [19].

2.3. Розробка та впровадження методів покращення параметрів великих дзеркальних антен

Підсилення (G) та шумова температура ($T_{ш}$) двохдзеркальної антени залежать від розподілу електромагнітного поля в апертурі. Через практичні обмеження первинного опромінювача реальні антени Кассегрена мають дещо менше підсилення, ніж теоретично можливе. Останнім часом двохдзеркальні антени проєктуються з модифікованою формою, що забезпечує рівномірний розподіл поля в апертурі, що, своєю чергою, сприяє досягненню максимального підсилення та мінімальної ширини променя. Проте такий підхід збільшує рівень

бокових пелюсток та зворотного розсіювання, що призводить до підвищення шумової температури.

Метою цього дослідження є визначення реального розподілу поля в апертурі, який дозволить отримати оптимальне відношення G/T у порівнянні з однорідним розподілом. Для цього нормований радіус круглої апертури позначено як r , а розподіл поля описується виразом $(1-r^2)^p$, де p – єдиний змінний параметр, що варіюється в межах від 0 до 2.

У цьому дослідженні відношення D/λ дорівнює 83 на частоті 4 ГГц, що відповідає антені з круглою апертурою діаметром 6,2 м. Для розрахунку $T_{\text{ша}}$ використано модель, засновану на екстраполяції роти Хогга. Відношення:

$$G(\theta) = \frac{2|E(\theta)|^2}{\int_0^\pi |E(\theta)|^2} * \sin \theta d\theta \quad (2.12)$$

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_s(\theta^*) G(\theta^*, \phi^*) \sin \theta^* d\theta^* d\phi^* \quad (2.13)$$

Для отримання значень G та $T_{\text{ша}}$ було проведено кількісне інтегрування. У цих рівняннях:

де $E(\theta)$ – інтенсивність дальнього поля; $T_s(\theta)$ – температура неба і землі; $T_a(\theta)$ – температура антени; θ, ϕ – сферичні координати розташування антени ($\theta = 90^\circ$ в зеніті); θ – кут піднесення антени.

Обчислення дальнього заднього поля розсіювання антени в районі 5° виражається наступним рівнянням:

$$E(\theta) = \frac{e^{ju}}{2\beta} \int_0^1 g(r) I_0(ur) \frac{e^{-j\beta ur}}{r} r dr - \frac{j}{\beta u} g\left(\frac{1}{\beta}\right) \quad (2.14)$$

$$\text{де: } \beta = \frac{\tan \theta}{\frac{\tan \theta_0}{2}}$$

$$u = \frac{\pi D}{\lambda} * \sin \theta \quad (2.15)$$

де $g(r)$ – апертурне розподілення $= (1 - r^2)^p$; θ_0 – кут від осі до краю параболоїда $= 120^\circ$; θ – кут від осі антени.

Після цього поле було кількісно проінтегровано за допомогою стандартної процедури точкової інтерполяції для кутів, що лежать між обчисленими точками поля. Для малих значень θ рівняння (3) скорочується до:

$$E(\theta) = \frac{2^p \Gamma(p+1) I_{p+1}(U)}{U^{p+1}} \quad (2.16)$$

Оскільки значна частина енергії знаходиться в області $0^\circ \leq \theta \leq 5^\circ$, реальні бокові пелюстки поля визначаються рівнянням (4), яке в цій області є більш точним, ніж використання середніх значень.

У реальній двохдзеркальній антені велика частина енергії, що випромінюється полем рупора, не потрапляє на контррефлектор. З енергії, яка перехоплюється та відбивається контррефлектором, значна частина не доходить до головного рефлектора. Втрата цієї енергії може суттєво вплинути на шумову температуру антени. Для отримання більш точних результатів цього дослідження двохдзеркальних антен припускається, що діаметр контррефлектора становить $0,1D$, а живляча діаграма напрямленості має форму:

$$E_f = \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{\cos A}{A^2 - \left(\frac{\pi^2}{2}\right)}, \quad (2.17)$$

$$\text{де} \quad A = \frac{\pi d_f}{\lambda} \sin \theta. \quad (2.18)$$

Припускається, що розсіювання за контррефлектором і основним рефлектором не залежить від їх форми. Лише затемнена частина, яка сприяє збільшенню шумової температури антени, була врахована. Шумова температура зростала через це розсіювання енергії, яка поєднувалася з шумовою температурою головного рефлектора, утворюючи загальну шумову температуру. Це можна пояснити так: шумова температура обчислювалась окремо для

живильної діаграми та діаграми розсіювання контррефлектора за співвідношенням (2). Живильна шумова температура та шумова температура контррефлектора складаються з двох компонентів: одна виникає через енергію розсіювання, інша – через енергію, що падає на рефлектор. Остання компонента не враховується, оскільки ця енергія блокується рефлектором. Таким чином, шумову температуру можна обчислити за допомогою наступного співвідношення:

$$T_a = T_{fs} + \frac{P_{fi}}{P_f} * T_{ss} + \frac{P_{fi}}{P_f} * \frac{P_{si}}{P_s} * T_p \quad (2.19)$$

де: T_a – шумова температура, обумовлена розсіюванням; $T_{fs} - T_{ша}$, обумовлена переливом за контррефлектор; $T_{ss} - T_{ша}$ – обумовлена енергією контррефлектора, котра не потрапляє на рефлектор; $T_p - T_{ша}$, визвана головним рефлектором; $\frac{P_{fi}}{P_f}$ = відсоток енергії, котра падає на контррефлектор; $\frac{P_{si}}{P_s}$ = відсоток енергії контррефлектора, котра падає на головний контррефлектор.

Якщо врахувати частину розсіювання $(\frac{P_{fi}}{P_f}) * (\frac{P_{si}}{P_s})$ зменшує підсилення антени без впливу на збільшення шумової температури. Затемнення, спричинене контррефлектором та його кріпленнями, не враховувалося як додаткове навантаження при розрахунках.

Додавання ефектів затемнення призводить до подальшого збільшення шумової температури та зменшення підсилення. Активні втрати також не були враховані.

Для визначення типу $(1-r^2)p$ підсилення обчислюється за наступним виразом:

$$G = \frac{(2p+1)}{(p+1)^2} * \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \quad (2.20)$$

При великих кутах ефекти розсіювання стають більш помітними для високих значень параметра (p). Це обумовлено тим, що таке апертурне розподілення забезпечує дуже низький рівень бокових пелюсток. Енергія розсіювання в основному проходить повз головний промінь і спрямовується до темної землі. Для однорідного апертурного розподілення додаткове розсіювання має незначний вплив на шумову температуру антени, навіть якщо воно суттєво впливає на підсилення. Відношення G/T (в дБ) визначається таким чином:

$$\frac{G}{T} \text{ (дБ)} = G \text{ (дБ)} - 10 \lg T_a \text{ (°K)} \quad (2.21)$$

Зменшення шумової температури приймача та вплив шумової температури, що вноситься лінією передачі між антеною і приймачем, є критично важливими для характеристик великих систем. Для отримання результатів, що відображають сучасні системи, відношення G/T було розраховане при припущенні, що шумова температура лінії передачі не перевищує 0,2 дБ при температурі навколишнього середовища 290 К, а температура приймача становить 10, 25 і 50 К. Результати цих обчислень вказують на подальше зменшення відношення G/T .

Максимум кожної з цих кривих характеризує значення (p), при якому G/T є оптимальним. Ігноруючи вплив розсіювання, можна досягти високого G/T при значенні (p), яке є оптимальним (>0), де $p=0$ відповідає однорідному апертурному розподілу. Крім того, оптимальне значення (p) сильно залежить від кута місця. Якщо розглянути область значень (p), де G/T складає 0,2 дБ від оптимального, то для кута підвищення 90° (p) варіюється від 0,87 до 1,53, а для кута 5° – від 0,13 до 0,58.

При врахуванні розсіювання вершини кривих G/T для різних кутів підвищення плавно зміщуються разом. Для кута 90° G/T становить 36,4 дБ при значеннях p між 0,43 і 1,1, що лежить в межах 0,2 дБ від оптимуму. Для кута підвищення 5° область (p) становить 0,9 – 0,5, а оптимальне G/T дорівнює 30,1 дБ. Таким чином, існує область, де можна досягти компромісу з мінімальними

втратами (не більше 0,2 дБ) при виборі p для оптимального G/T для всіх кутів підвищення.

Додавання шумів, що вносяться лінією передачі та приймачем, призводить до зменшення G/T . Залежність G/T від шумів при температурах 10, 25 і 50 К практично не залежить від кутів. Для шумів приймача 10 К оптимум G/T при куті 90° становить 31,2 дБ для $p=0,35$, що на 10,5 дБ краще за однорідне апертурне розподілення. G/T для всіх кутів підвищення залишається в межах 0,1 дБ від оптимуму при $p=0,22\pm0,35$.

Для кута підвищення 5° оптимальне значення G/T становить 28,46 дБ і може бути досягнуте в межах 0,1 дБ для значень (p) від 0,11 до 0,4. Таким чином, якщо (p) змінюється в межах від 0,22 до 0,4, відношення G/T залишатиметься в межах 0,1 дБ від оптимального для всіх кутів підвищення. Для приймача з шумовою температурою 25°К і 50°К результати залишаються подібними. Для кута підвищення 90° і шумової температури приймача 25°К відношення G/T можна покращити на 0,7 дБ при використанні оптимального (p) порівняно з однорідним апертурним розподілом ($p=0$). Відповідні покращення для шумової температури приймача 50°К становлять 0,6 дБ.

2.4. Висновок до розділу 2

У цьому розділі показано, що для апертурного розподілу типу $(1-r^2)p$ можливо покращити оптимальне відношення G/T , налаштовуючи антену для неоднорідного апертурного розподілу. Для систем з антеною діаметром 83λ , шумовою температурою приймача 25°К та 0,2 дБ втратами між антеною і приймачем, оптимальне відношення G/T відповідає значенню (p), яке знаходиться в межах від 0,2 до 0,3. Покращення G/T порівняно з однорідним апертурним розподілом ($p=0$) складає 0,75 дБ для кута підвищення 90° та 0,3 дБ для кута підвищення 5° . Якщо шумова температура збільшується, це покращення зменшується. При розсіюванні спостерігається ефект зменшення підсилення та збільшення шумової температури антени, що впливає на фактор G/T .

РОЗДІЛ 3.

СПРОЩЕНИЙ МЕТОД АНАЛІЗУ ХАРАКТЕРИСТИК ВИПРОМІНЮВАННЯ
ДЛЯ ПАРАБОЛІЧНИХ АНТЕН ІЗ РОЗФОКУСОВАНИМ ЖИВЛЕННЯМ У
СИСТЕМІ

Представлений метод аналізу характеристик випромінювання параболічної рефлекторної антени з розфокусованим живленням складається з наступних процедур: дискретизація поверхні параболічного рефлектора, заміна кожної точки поділу точковими джерелами заряду, врахування впливу живлення та траєкторії поширення хвилі від кожної точки джерело заряду та врахування впливу схеми подачі. У процедурі дискретного поділу поверхні відбивача як представлений метод, так і попередні методи дослідження ([18,19,20,21,22,23]) дискретно поділяють поверхню відбивача. Однак різниця полягає в меті цієї дискретизації. В існуючих методах дослідження для розрахунку поверхні відбивача методом чисельного інтегрування (вимірювання по частинах) виконується дискретне поділ. Для порівняння представлений метод дискретизує поверхню рефлектора з конкретною метою заміни її точковими джерелами заряду (відбір проб). Отже, існує різниця в меті дискретизації, і ця різниця також призводить до спрощених обчислень у представленому методі. Характеристики випромінювання рефлекторної антени вимагають розрахунку випромінюваних електричних полів на основі індукованих струмів на поверхні рефлектора. Щоб досягти цього, у попередніх дослідженнях [20, 21, 22, 23] необхідно було розрахувати розподіл струму на дискретно розділеній поверхні рефлектора за допомогою таких методів, як EFIE або MFIE. Однак у представленому методі, оскільки відбивач дискретно розділений і замінений точковими джерелами заряду, необхідно враховувати лише амплітудні та фазові ефекти на основі шляхів поширення хвилі залежно від розташування точкових джерел заряду. Таким чином, представлений метод спрощує процес розрахунку ефектів електричного поля для характеристик випромінювання рефлекторної антени.

Вплив діаграми спрямованості також необхідно враховувати при розрахунку характеристик випромінювання рефлекторної антени.

3.1. Поділ поверхні параболічного відбивача

Процедура поділу поверхні параболічного відбивача виглядає наступним чином, де для конфігурації параболічної антени фокальна точка встановлюється як початок системи координат, а площина апертури визначається в площині x - y : Розглядаючи площину x - z як еталон, параболічна крива рівномірно розділена на рівновіддалених інтервалах, а обчислення ψ_i базується на цьому поділі. Враховуючи кожен ψ_i як еталон для рівномірного поділу окружності параболічної поверхні, розрахунок $\phi_i S$ базується на діленні окружності. На рисунку 1 показана концептуальна схема процедури параболічного поділу поверхні рефлектора.

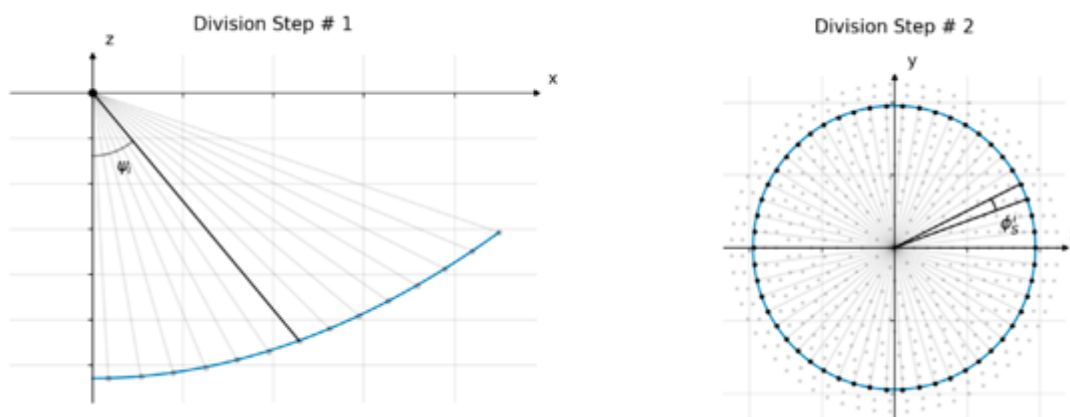


Рис. 3.1. – Поділ поверхні параболічного рефлектора (А) крок №1; (Б) крок №2

Декартові координати (x, z) відповідає ψ_i для кроку №1 процедури поділу поверхні параболічного відбивача наведено рівнянням (1). Це отримано на основі формули в [30] для аналізу структури типової параболічної рефлекторної антени.

$$(x_i, z_i) = (F \cos^2(\psi_i/2) \sin(\psi_i), -F \cos^2(\psi_i/2) \cos(\psi_i)) \quad (3.1)$$

де F – фокусна відстань параболічного відбивача. Нехай позиційний вектор i -ту точку ділення позначимо $r_i \rightarrow$, згідно з рівнянням (1); припускаючи необхідний рівномірний інтервал ділення $g\psi$, ψ_i можна визначити, задовольняючи умову, наведену в рівнянні (2).

$$|\vec{r}_i - \vec{r}_{i+1}| \approx g\psi \quad (3.2)$$

де значення ψ_1 необхідні для визначення вектора положення $r_1 \rightarrow$ задано максимальним кутом для конфігурації параболічного відбивача, який становить $2 \arctan(0,25 D/F)$, в якому D – діаметр параболічної апертури. Як i збільшується, ψ поступово зменшується, поки не досягне 0° . Крок №2 процедури параболічного поділу передбачає поділ окружності на параболічній поверхні на рівновіддалені інтервали, визначені ψ_i . Коли необхідний інтервал становить $g\phi$, значення ϕs_i у результаті еквідистантного ділення відносно ψ_i можна отримати за допомогою рівнянь (3) і (4).

$$\phi s_i = 2\pi x_i / M_i \quad (3.3)$$

$$M_i = \text{round}(2\pi x_i / g\phi) \quad (3.4)$$

де x_i обчислюється за допомогою рівняння (1), а $\text{round}()$ представляє функцію округлення. У даній роботі параболічну поверхню відбивача розділено, а отримані точки замінено точковими джерелами заряду з метою аналізу характеристик випромінювання параболічної антени. Таким чином, положення кожного джерела заряду в результаті процедури поділу поверхні параболічного відбивача можна визначити за допомогою таких рівнянь:

$$P_x(i, j) = R \sin(\pi - \psi_i) \cos(\phi s_i j) \quad P_{i, jx} = R \sin \pi - \psi_i \cos \phi s_i \quad (3.5)$$

$$Py(i,j)=R\sin(\pi-\psi_i)\sin(\phi_{ij})P_{i,jy}=R\sin\pi-\psi_i\sin\phi_{ij} \quad (3.6)$$

$$Pz(i,j)=R\cos(\pi-\psi_i)P_{i,jz}=R\cos\pi-\psi_i \quad (3.7)$$

де j є цілим числом, яке задовольняє $0 \leq j \leq M_i$. Положення точкових джерел відповідно до рівнянь (5)–(7) утворюють рвану матрицю. Для зручності аналізу зведення матриці дає такі рівняння:

$$Px_n=R\sin(\theta_n)\cos(\phi_n)P_{nx}=R\sin\theta_n\cos(\phi_n) \quad (3.8)$$

$$Py_n=R\sin(\theta_n)\sin(\phi_n)P_{ny}=R\sin\theta_n\sin\phi_n \quad (3.9)$$

$$Pz_n=R\cos(\theta_n)P_{nz}=R\cos\theta_n \quad (3.10)$$

де n є натуральним числом, для якого виконується $1 \leq n \leq N$, в якому N дорівнює $\sum M_i$. На рисунку 3.2 показано результати представленої процедури поділу поверхні параболічного відбивача на основі $(g\psi, g\phi) = (0,5\lambda, 0,5\lambda)$ і $(1,0\lambda, 1,0\lambda)$. Тут D встановлено на 30λ , і коефіцієнт FD (F/D) встановлено на $0,35$

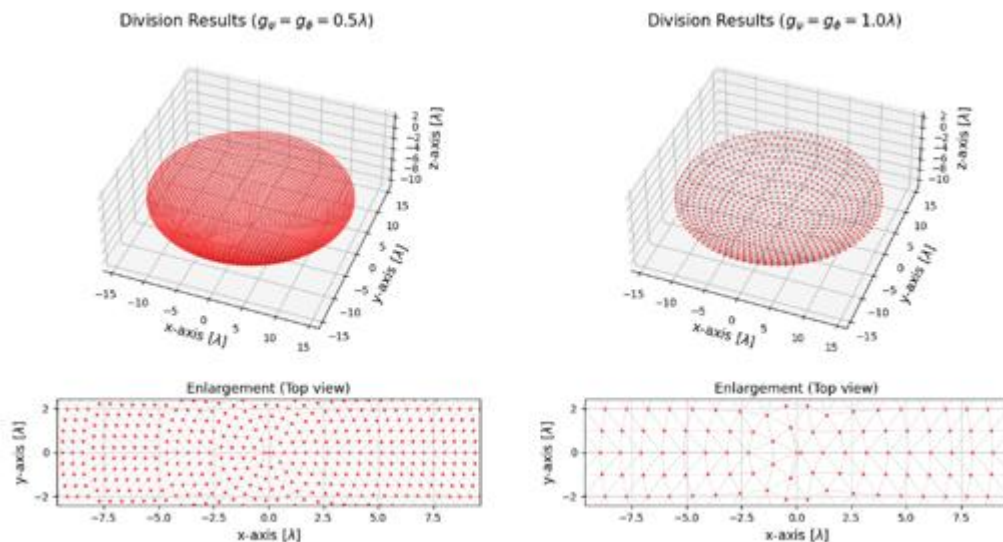


Рис. 3.2. – Результати поділу поверхні параболічного відбивача:

(а) $g\psi=g\phi=0,5\lambda$; (б) $g\psi=g\phi=1,0\lambda$.

3.2. Розрахунок індуктивної амплітуди

У параболічній поверхні відбивача, заміненій точковими джерелами заряду, на кожне точкове джерело заряду впливають електромагнітні хвилі, що випромінюються від фідера, що призводить до індукованих сигналів. У даній роботі ми вивели амплітуди індукованих сигналів для кожного точкового джерела заряду на основі таких впливів. Тут вплив від фідера розглядається з використанням лише скалярних функцій, а теорія електромагнітного поля для аналізу індукованого сигналу спрощена. Амплітуда індукованих сигналів поділяється на дві категорії. Перший – це вплив напруженості електричного поля внаслідок поширення хвилі від фідера, а другий – вплив діаграми спрямованості фідера. В інтегральному рівнянні електричного поля (EFIE) [31], яке використовується для визначення напруженості електричного поля в точках спостереження (положення кожного точкового джерела заряду), що є результатом поширення хвилі від фідера, напруженість електричного поля на основі апроксимації далекого поля обернено пропорційна відстані між годинницею та точкою спостереження. У даній роботі, спираючись на це явище, ми прийняли зменшення інтенсивності електричного поля в кожній точці джерела заряду як першу амплітуду індукованого сигналу. Таким чином, індукована амплітуда сигналу внаслідок поширення хвилі від фідера визначається як у рівнянні (3.11).

$$I_n R = 1 / |r_f \rightarrow - r_n \rightarrow| \quad (3.11)$$

де $r_f \rightarrow$ є вектором позиції відповідно до позиції (f_x, f_y, f_z) годинниці та $r_n \rightarrow$ є вектором позиції відповідно до позиції (P_{xn}, P_{yn}, P_{zn}) з n -та зарядна точка джерела. Як правило, фідер параболічної рефлексорної антени складається з рупорної антени, яка демонструє спрямовану спрямованість випромінювання. Таким чином, на інтенсивність електричного поля в кожному точковому джерелі заряду впливає діаграма спрямованості фідера. Амплітуду індукованого сигналу

в кожному точковому джерелі заряду можна визначити як у рівнянні (12), де діаграму спрямованості фідера передбачає модель косинус- q [32], а кут між віссю променя фідера та кутом між віссю променя фідера та кожне точкове джерело позначається Θ_n .

$$I P_n = \cos q(\Theta_n) \quad (3.12)$$

Для параболічної антени з розфокусованим джерелом не тільки зміщується положення осі джерела, але й вісь променя може не спрямовуватися до центру відбивача. Тому при обчисленні Θ_n у рівнянні (3.12) положення (f_x, f_y, f_z) фідера та кута повороту променя (θ_s, ϕ_s) необхідно враховувати. У даній роботі, враховуючи вплив конфігурації фідера, кожне джерело точки заряду переміщується та обертається відповідно до рівняння (3.13), а Θ_n розраховується на основі рівняння (3.14).

$$\begin{bmatrix} RP_n^x \\ RP_n^y \\ RP_n^z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\pi - \theta_s) \cos(-\phi_s) & -\cos(\pi - \theta_s) \sin(-\phi_s) & \sin(\pi - \theta_s) \\ \sin(-\phi_s) & \cos(-\phi_s) & 0 \\ -\sin(\pi - \theta_s) \cos(-\phi_s) & \sin(\pi - \theta_s) \sin(-\phi_s) & \cos(\pi - \theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_n^x - f^x \\ P_n^y - f^y \\ P_n^z - f^z \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\Theta_n = \frac{\sqrt{(RP_n^x)^2 + (RP_n^y)^2}}{RP_n^z} \quad (3.14)$$

На рисунку 3.3 показано геометрію розділеної параболічної поверхні відбивача для (P_{xn}, P_{yn}, P_{zn}) на основі рівнянь (8)-(10) і $(RP_{xn}, RP_{yn}, RP_{zn})$ на основі рівняння (3.13). Тут значення параметрів вказані таким чином: D встановлено на 30λ , коефіцієнт FD (F/D) має значення $0,35$, $(g\psi, g\phi)$ встановлено значення $(0,5\lambda, 0,5\lambda)$, (f_x, f_y, f_z) встановлено значення $(1\lambda, 1\lambda, 0)$, (θ_s, ϕ_s) встановлено на $(160^\circ, 35^\circ)$ і q встановлено на 1 . На рисунку 3 квадратний маркер представляє положення фідера, а напрямок стрілки вказує на вісь променя фідера.

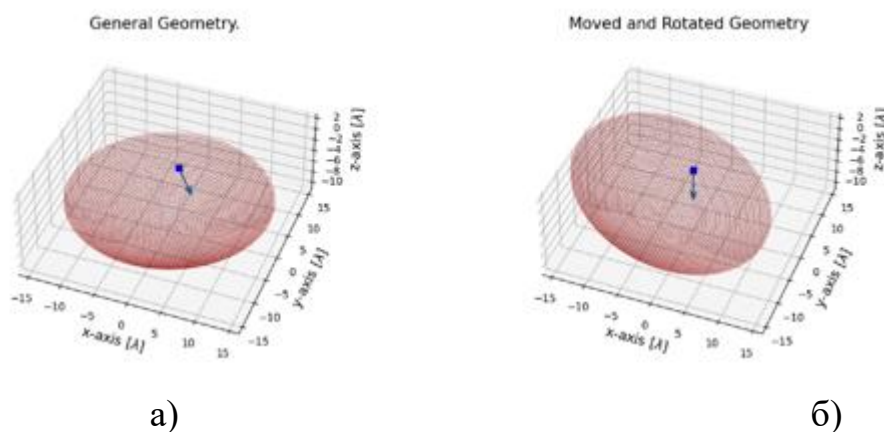


Рис. 3.3. – Геометрія параболічної антени для індукованої амплітуди: (а) загальна геометрія; (б) переміщена та повернута геометрія.

На рисунку 3.4 показано розподіл нормованих амплітуд індукованого сигналу на поверхні параболічного відбивача, враховуючи вплив індукованих сигналів через поширення хвилі від фідера та на основі діаграми спрямованості фідера. Тут конфігурація антени ідентична показаній на рисунку 3а. На рисунку 4а показано амплітуду індукованих сигналів, що є результатом ефектів електричного поля, викликаного поширенням хвилі між кожним точковим джерелом заряду від фідера. Очевидно, що розподіл дотримується оберненої залежності відстані, як описано рівнянням (3.11). Завдяки зсуву годівниці (f_x, f_y, f_z) з фокусного положення, як показано на рисунку 3а, спостерігається асиметричний розподіл навколо поверхні рефлектора. Рисунок 3.4 б ілюструє амплітуду індукованих сигналів для кожного точкового джерела заряду через діаграму спрямованості фідера. Вплив діаграми спрямованості, змодельованої моделлю косинус- q ($q=1$) і вплив повороту променя (θ_s, ϕ_s) від фідера призводять до асиметричного розподілу.

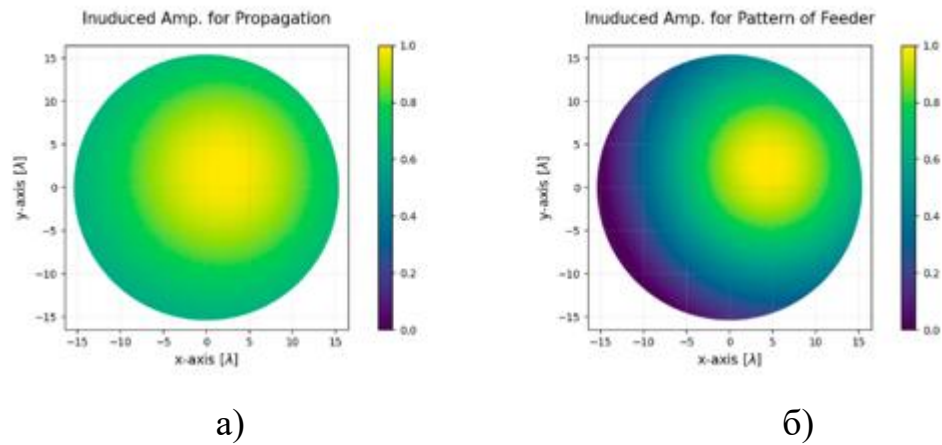


Рис. 3.4. – Нормована індукована амплітуда на основі:
(а) ефекту поширення (*IR*); (б) ефект візерунка фідера (*IP*).

3.3. Розрахунок індуктивної фази

В інтегральному рівнянні електричного поля (EFIE) [31], яке використовується для визначення напруженості електричного поля в точках спостереження (позиціях кожного точкового джерела заряду) внаслідок поширення хвилі від фідера, фаза напруженості електричного поля пов'язана з відстанню між годівницею та точкою спостереження. Фазу індукованого сигналу в кожному точковому джерелі заряду можна визначити за допомогою рівняння (3.15), враховуючи значення фази вздовж шляху поширення та граничні умови на поверхні, що відбиває.

$$a_n = -k \left| \vec{r}_f - \vec{r}_n \right| \quad (3.15)$$

де k – константа поширення хвилі. На рисунку 3.5 показано розподіл індукованої фази як на поверхні параболічного відбивача, так і на параболічній апертурі, визначений за допомогою рівняння (3.15). Представлена тут конфігурація антени відповідає зображеній на рисунку 3(а). У розподілі індукованої фази на параболічній апертурі на рисунку 3(б) нерівномірний розподіл виникає не лише

через зміщення осі подачі, але й через можливість того, що вісь променя може не спрямовуватися до центру відбивача.

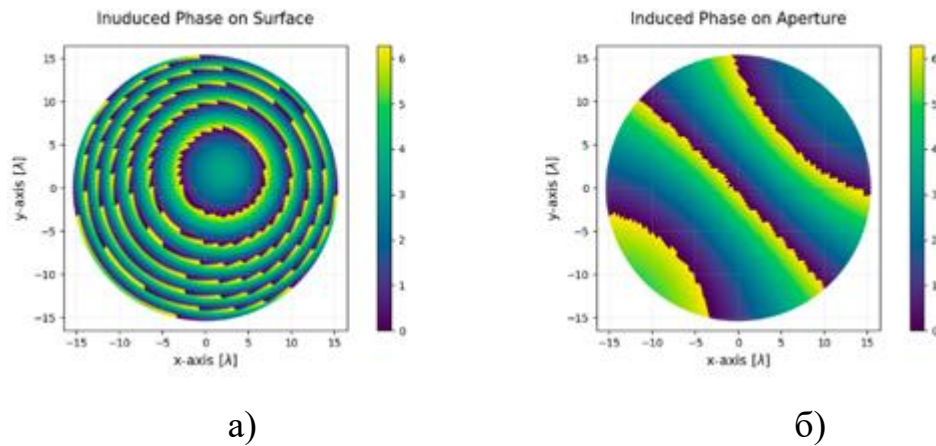


Рис. 3.5. – Індукована фаза на (а) параболічній поверхні та (б) параболічній апертурі.

3.4. Аналіз радіаційних характеристик

Поверхня параболічного відбивача була розділена та замінена точковими джерелами заряду. Отже, діаграму спрямованості може бути отримано на основі теорії масивів для цих точкових джерел заряду. Діаграма спрямованості випромінювання, заснована на теорії решітки [32], як виражено в рівнянні (3.16), може бути отримана шляхом розгляду величини та фази індукованих сигналів разом із різницями фаз на основі положень кожного точкового джерела заряду в далекому -область поля.

$$f(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n^P I_n^R \exp(j k \hat{r} \cdot \vec{r}_n) \exp(j \alpha_n) \quad (3.16)$$

де $\hat{r}$ є одиничним вектором у радіальному напрямку на основі сферичної системи координат. На рисунку 3.6 показана нормована діаграма спрямованості, розрахована згідно з рівнянням (3.16). Тут конфігурація антени ідентична

показаній на рисунку 3(а). На рисунку 3.6(а) жирна чорна суцільна лінія вказує на межу ширини променя половинної потужності (HPBW).

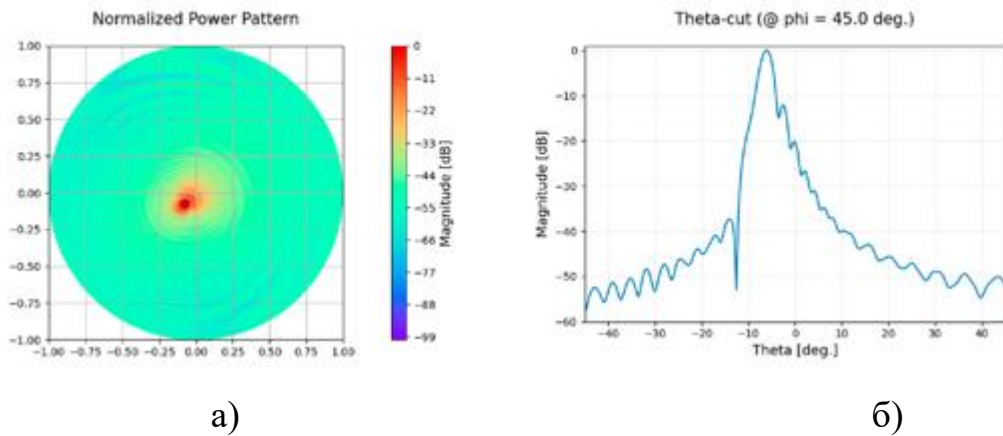


Рис. 3.6. – Результати аналізу діаграми спрямованості: а – контурна діаграма; (б) шаблон тета-зрізу ($\phi=45^\circ$).

Формула для розрахунку спрямованості [32] антени задана рівнянням (3.17) на основі діаграми спрямованості з рівняння (3.16).

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi |f(\theta, \phi)|^2}{\sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^Q |f(q\Delta\theta, p\Delta\phi)|^2 \sin(q\Delta\theta) \Delta\theta \Delta\phi} \quad (3.17)$$

де $\Delta\theta \in \pi/Q$ і $\Delta\phi$ дорівнює $2\pi/P$. У даній роботі P і Q встановлюються на 600 і 1200 відповідно. Результати аналізу радіаційних характеристик на рис. 3.6 свідчать про те, що кути повороту променя (θ, ϕ) становлять 6° і 225° , а максимальна спрямованість, розрахована на основі рівняння (3.17), визначена як 37,6 дБі.

3.5. Розгляд представленого методу

Метод, представлений у даній роботі, передбачає дискретне поділ поверхні параболічного відбивача для аналізу характеристик випромінювання. Хоча це

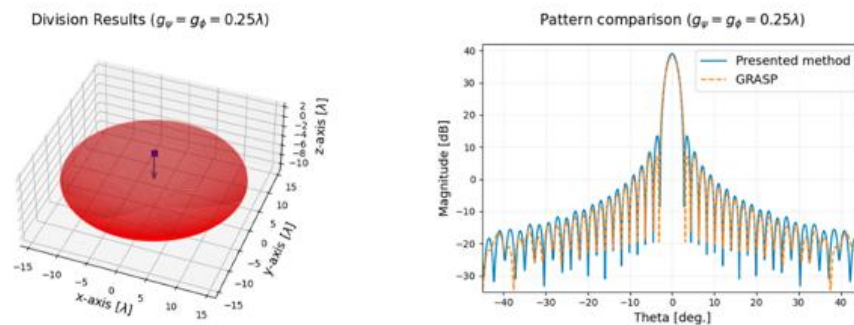
дозволяє вивести прості формули для аналізу характеристик випромінювання, можуть виникнути помилки через дискретизацію. Важливо враховувати відповідний інтервал поділу ($g\psi$, $g\phi$) для поверхні параболічного рефлектора, щоб зменшити похибки в результаті дискретизації. У даній роботі представлений метод порівнювався з результатами аналізу характеристик випромінювання за допомогою GRASP від TICRA для аналізу помилок, пов'язаних з інтервалами поділу. Конфігурація параболічної рефлекторної антени для аналізу наведена в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1.

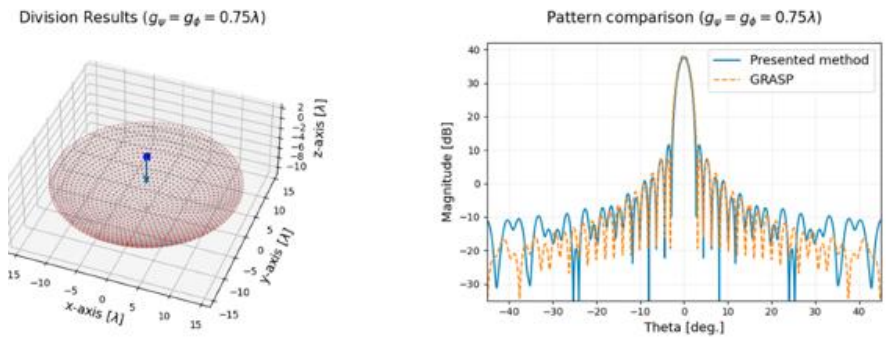
Конфігурація параболічного відбивача для аналізу

Параметри	Значення
D	30
Коеф.FD	0,35
q (модель косинус- q)	1
Положення фідера	$(0\lambda\lambda, 0\lambda\lambda, 0\lambda\lambda)$
Кут повороту балки фідера (θ , ϕ)	$(180^\circ 180^\circ, 0^\circ 0^\circ)$

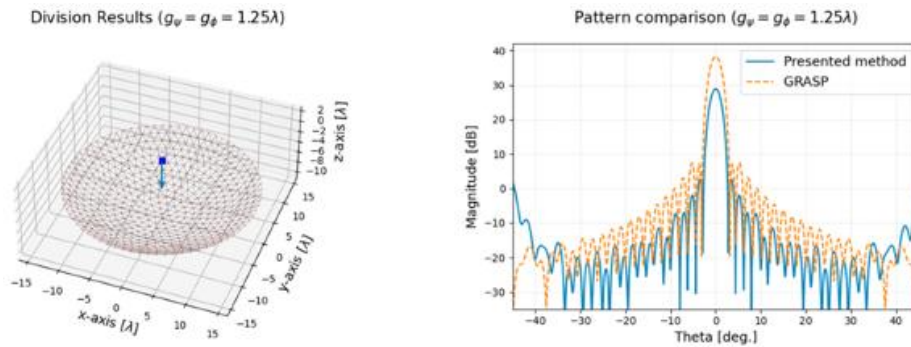
Інтервали ділення ($g\psi$, $g\phi$) для порівняльного аналізу змінювався від $0,1\lambda$ до $2,0\lambda$. Базуючись на конфігурації параболічної рефлекторної антени, наведеній у таблиці 3.1, на рисунку 3.7 зображено розподіл точкових джерел заряду та результат порівняння характеристик випромінювання (тета-зріз при $\phi=0^\circ$) для інтервалів ділення ($g\psi$, $g\phi$) $0,25\lambda$, $0,75\lambda$, $1,25\lambda$, і $1,75\lambda$, відповідно.



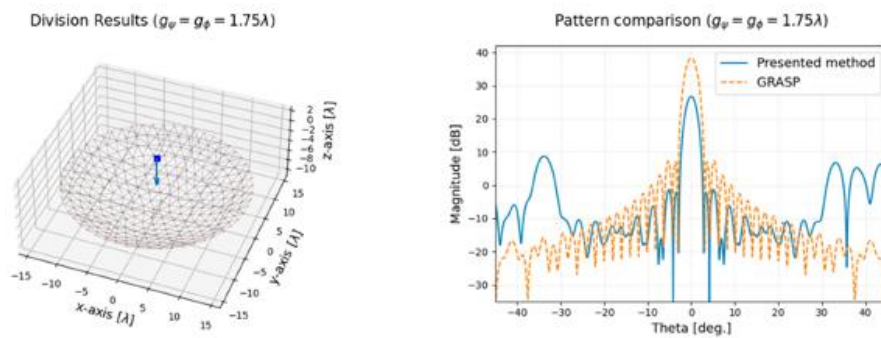
(a)



(б)



(в)



(г)

Рис. 3.7. – Порівняння результатів аналізу характеристик випромінювання:

(а) $(g_\psi, g_\phi) = (0,25\lambda, 0,25\lambda)$; (б) $(g_\psi, g_\phi) = (0,75\lambda, 0,75\lambda)$;

(в) $(g_\psi, g_\phi) = (1,25\lambda, 1,25\lambda)$; (г) $(g_\psi, g_\phi) = (1,75\lambda, 1,75\lambda)$.

У цій роботі встановлено критерії, засновані на помилках спрямованості, опорній діаграмі 10° та опорній діаграмі 45° , щоб полегшити порівняльний аналіз між результатами, отриманими за допомогою представленого методу та GRASP. Формули розрахунку для кожного критерію наведено в рівняннях (3.18)-(3.20).

$$Dd=|Fm-Gm| \quad (3.18)$$

$$PE10=mean(|F(\theta)-G(\theta)|^2), (-10^\circ \leq \theta \leq 10^\circ) \quad (3.19)$$

$$PE45=mean(|F(\theta)-G(\theta)|^2), (-45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ) \quad (3.20)$$

де Fm і Gm позначають максимальну спрямованість, що відповідає результатам аналізу кожної діаграми спрямованості. Крім того, θ – кут спостереження, а $F(\theta)$ і $G(\theta)$ представляють діаграми спрямованості (тета-зріз при $\phi=0^\circ$) проаналізовано за допомогою представленого методу та GRASP відповідно. Загальна помилка (ET) визначається в рівнянні (3.21) на основі критеріїв, встановлених рівняннями (3.18)-(3.20). Загальна похибка є зваженою сумою на основі важливості кожного критерію.

$$ET=10 \times Dd + 3 \times PE10 + 1 \times PE45 \quad (3.21)$$

На рисунку 3.8 показано похибки для кожного критерію на основі рівнянь (3.18)-(3.20) і загальну похибку, визначену рівнянням (3.21) для інтервалів ділення ($g\psi$, $g\phi$) від $0,1\lambda$ до $2,0\lambda$, де $g\psi$ і $g\phi$ встановлено однакове значення.

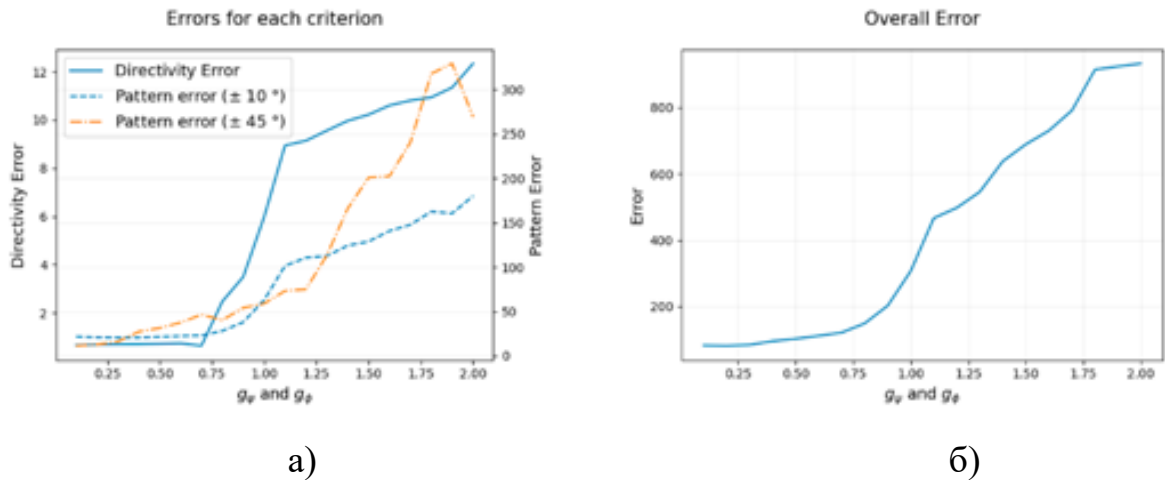


Рис. 3.8. – Результати аналізу:

(а) помилки для кожного критерію; (б) загальна помилка.

Як видно з результатів на рисунку 3.8, інтервали ділення ($g\psi$, $g\phi$) різко зростає при значеннях більше $0,75\lambda$. Ця проблема виникає через процес

дискретизації безперервних впливів поверхні відбивача для аналізу, що можна вважати формою помилки вибірки. У результаті аналізу, заснованого на результатах аналізу представленого методу та GRASP для різних інтервалів поділу, спостерігається, що в техніці, представленій у даній роботі, коли $(g\psi, g\phi)$ дорівнює або менше $(0,5\lambda, 0,5\lambda)$, результати двох аналізів діаграми спрямованості подібні. Тому в методі, представленому в даній роботі, інтервали поділу поверхні $(g\psi, g\phi)$ для аналізу характеристик випромінювання параболічної рефлекторної антени з розфокусованим живленням були встановлені на $0,5\lambda$.

3.6. Моделювання параболічної антени та її параметрів

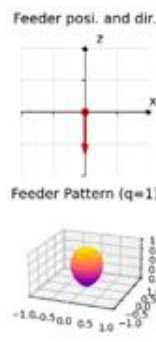
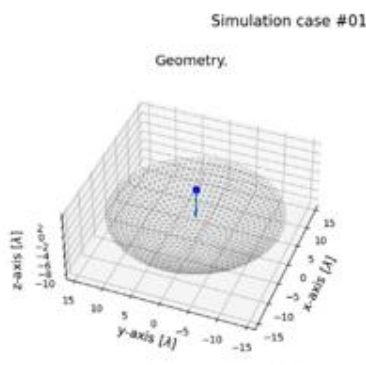
У цьому розділі характеристики випромінювання різних конфігурацій параболічної антени з розфокусованим живленням аналізуються за допомогою представленого методу, GRASP і CST. Потім результати порівнюють для підтвердження ефективності методу, представленого в цій роботі. Конфігурація антени для порівняльного аналізу було налаштовано десять параболічних рефлекторних антен, детальні конфігурації наведено в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2.

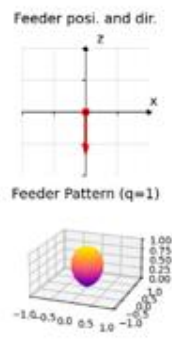
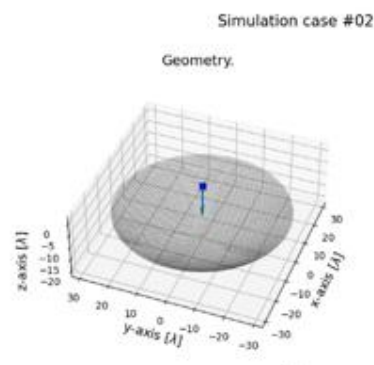
Конфігурація параболічних антен для моделювання

	Діаметр (λ)	Коеф. FD	q (модель косинус- q)	Положення фідера	Кут повороту балки фідера (θ, ϕ)
№1	30	0.35	1	(0, 0, 0)	(180, 0)
№2	60	0.35	1	(0, 0, 0)	(180, 0)
№3	30	0.35	4.5	(0, 0, 0)	(180, 0)
№4	40	0.5	2.2	(0, 0, 0)	(180, 0)
№5	30	0.35	1	(1, 0, 0)	(180, 0)
№6	30	0.35	1	(0, 1.5, 0)	(180, 0)
№7	40	0.5	2.2	(0, 0, 2)	(180, 0)
№8	40	0.5	2.2	(0, 0, -1)	(180, 0)
№9	30	0.35	1	(0, 0, 0)	(160, 0)
№10	30	0.35	4.5	(-1, 0, 0)	(160, 0)

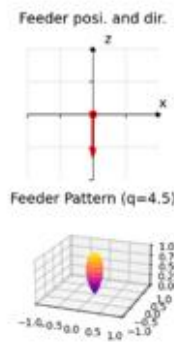
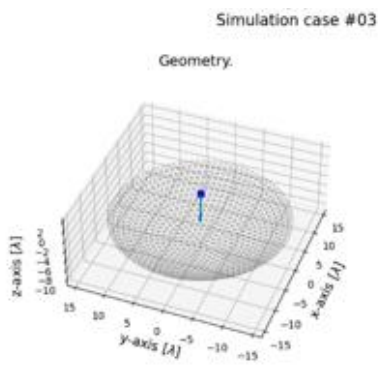
На рисунку 3.9 показано структуру параболічних рефлекторних антен, що відповідають кожній конфігурації антени, наведеній у таблиці 3.1. Крім того, на ньому представлено часткове збільшення на основі конфігурації фідера (положення та напрямку керування променем) і нормалізованих діаграм на основі моделі аналізу фідера (модель косинус-q). Зауважте, що відповідно до косинусної моделі q зі значеннями q 1, 2,2 та 4,5, спрямованості становлять 7,7 дБі, 10,3 дБі та 13,0 дБі, а ширина променя на половинній потужності (HPBW) становить $89,8^\circ$, $62,5^\circ$, і $44,3^\circ$ відповідно. Крім того, ширина променя 10 дБ становить $143,1^\circ$, $107,3^\circ$ і $78,5^\circ$ відповідно.



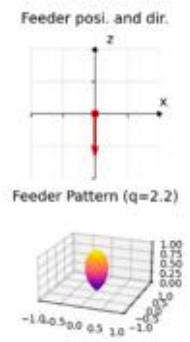
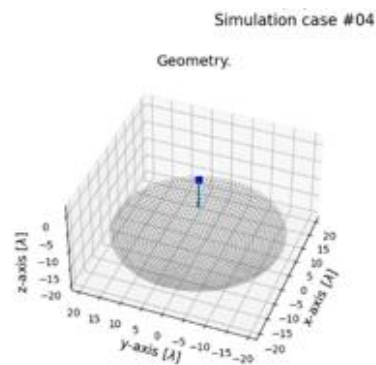
(a)



(б)



(B)



(Г)

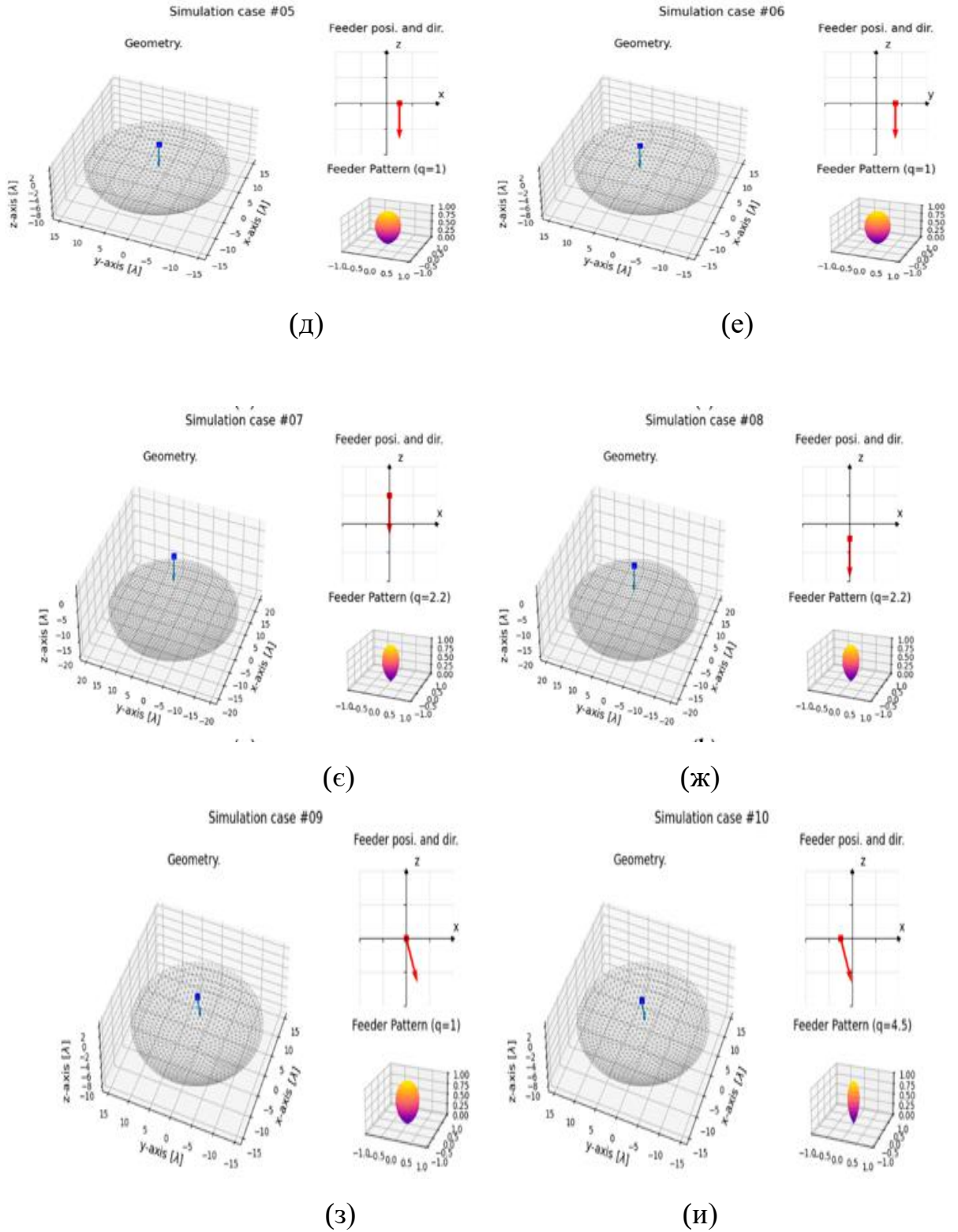
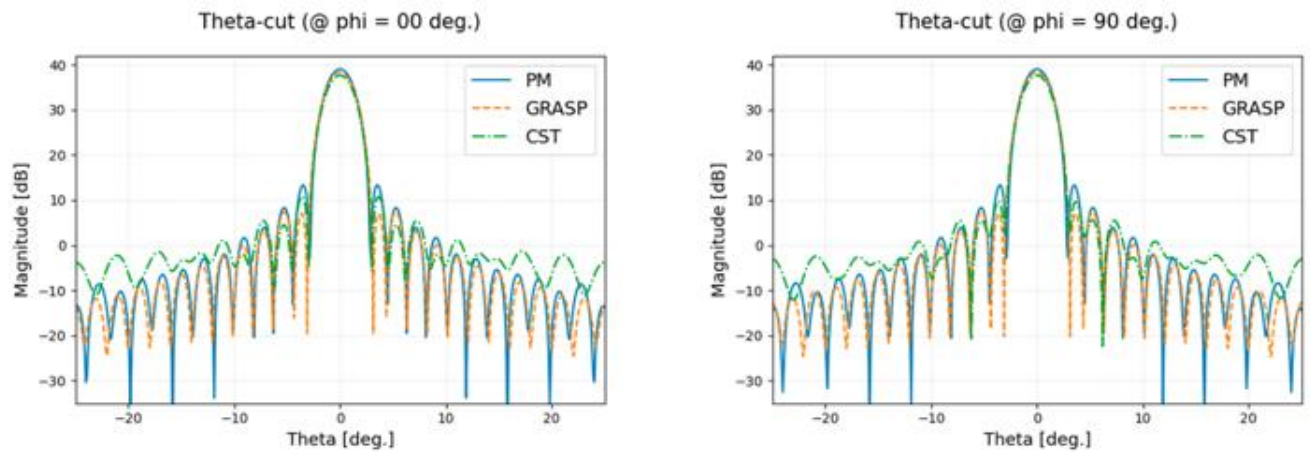
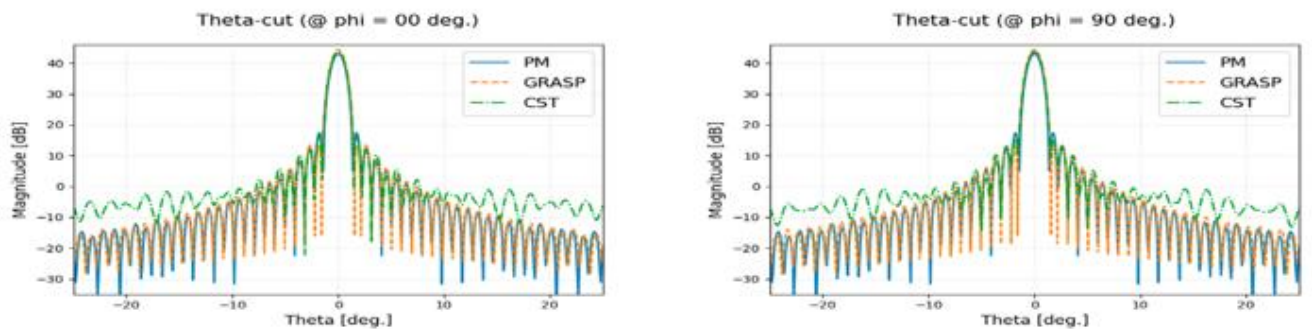


Рис. 3.9. – Конфігурація антени для моделювання: (а) – вимірювання №1; (б) – вимірювання №2; (в) – вимірювання №3; (г) – вимірювання №4; (д) – вимірювання №5; (е) – вимірювання №6; (є) – вимірювання №7; (ж) – вимірювання №8; (з) – вимірювання №9; (и) – вимірювання №10.

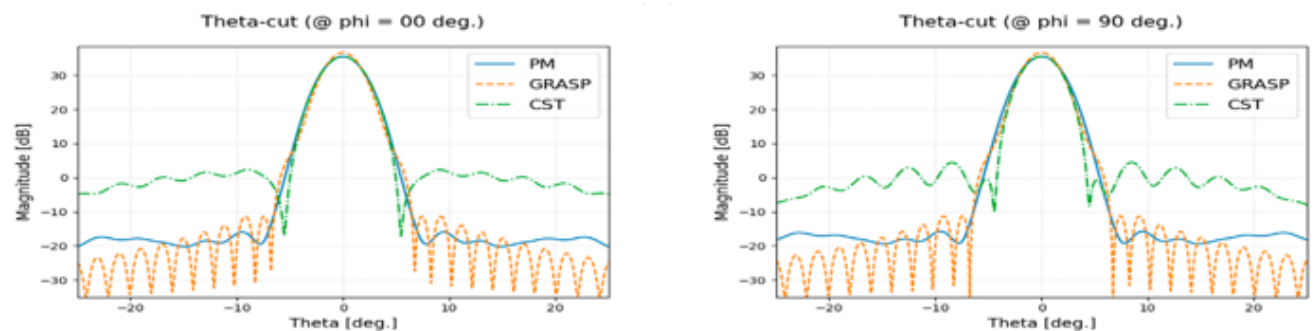
На рисунку 3.10 порівнюються характеристики випромінювання (тета-зрізи при $\phi=0^\circ$ і $\phi=90^\circ$) проаналізовано за допомогою представленого методу, GRASP і CST для кожної конфігурації антени, наведеної в таблиці 3.2. У легенді на рисунку 3.10 «PM» представляє представлений метод.



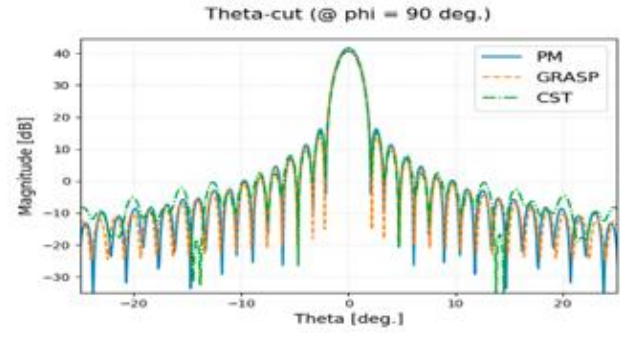
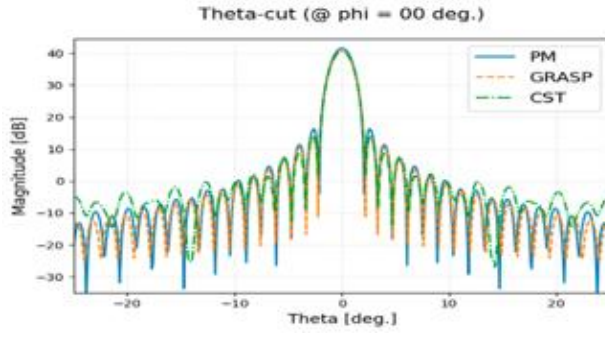
(a)



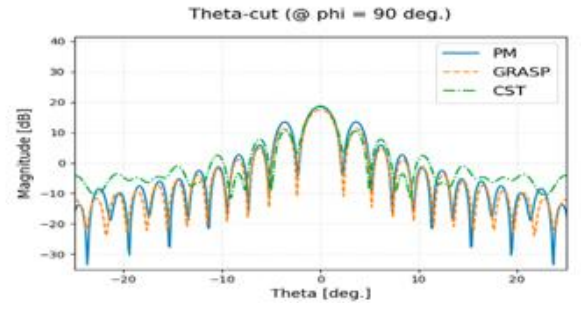
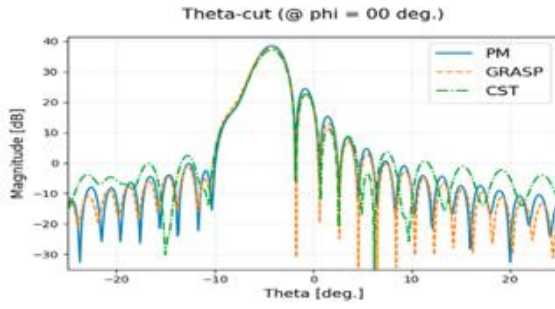
(b)



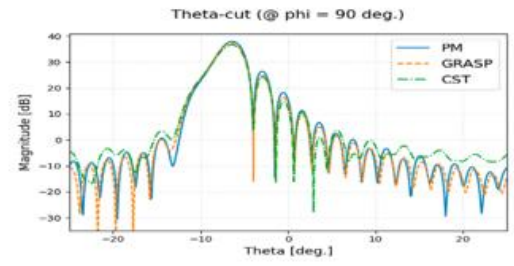
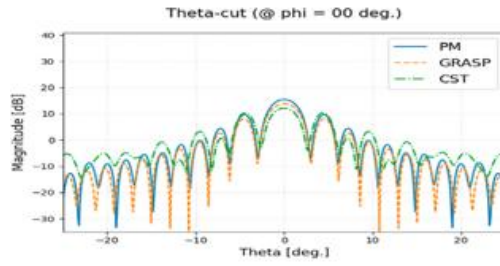
(B)



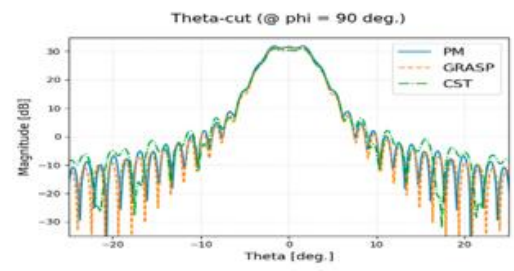
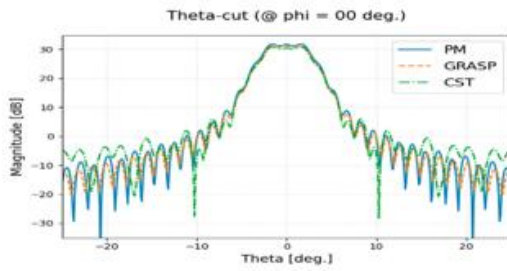
(Г)



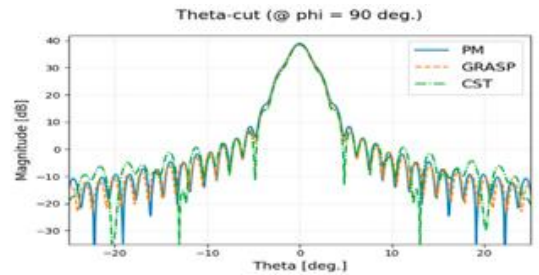
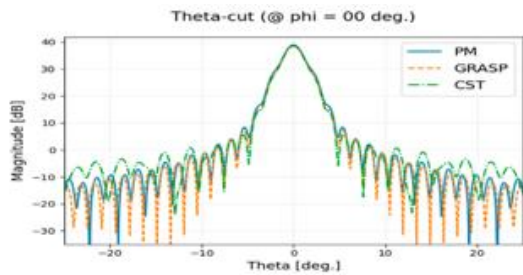
(Д)



(е)



(е)



(Ж)

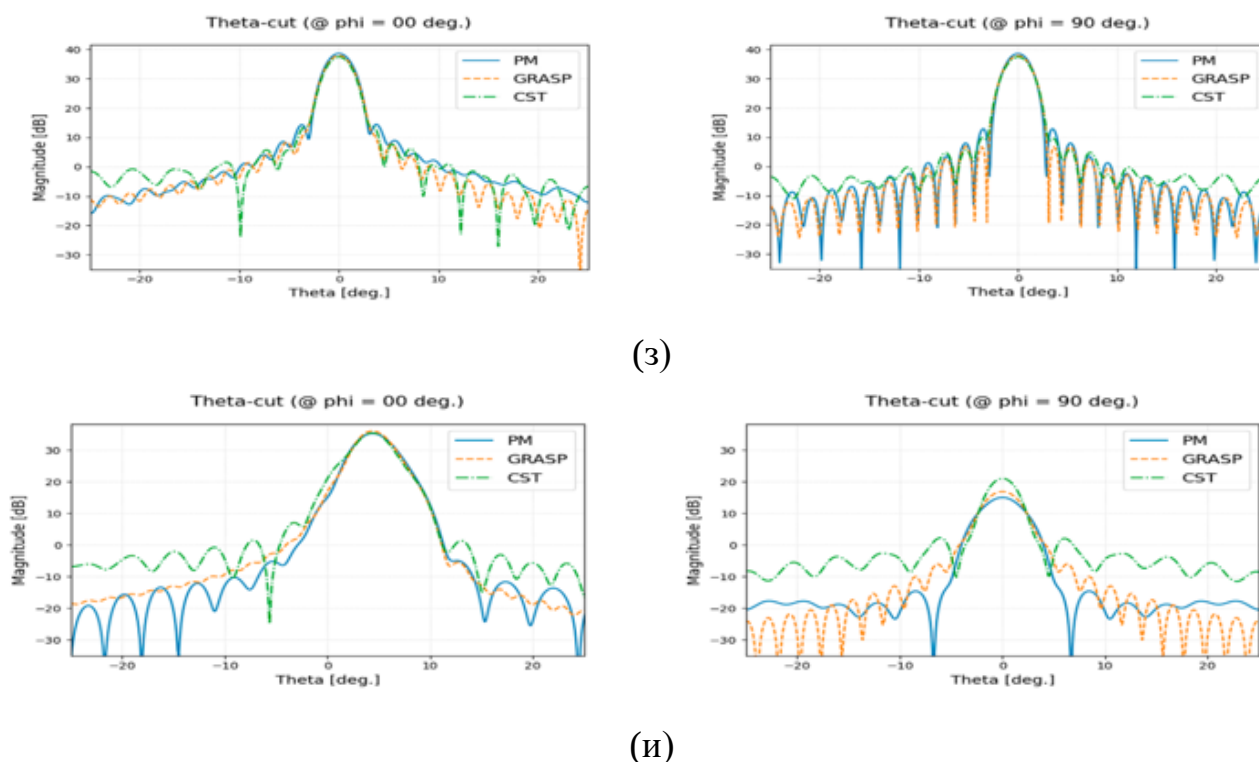


Рис. 3.10. – Порівняння результатів моделювання: (а) – вимірювання №1; (б) – вимірювання №2; (в) – вимірювання №3; (г) – вимірювання №4; (д) – вимірювання №5; (е) – вимірювання №6; (є) – вимірювання №7; (ж) – вимірювання №8; (з) – вимірювання №9; (и) – вимірювання №10.

Це порівняння підкреслює відмінності абсолютної похибки (AE) у підсиленні, відмінності HPBW і середньої абсолютної похибки (MAE) відмінностей шаблонів у регіоні, що представляє первинний інтерес. (біля головного променя) для кожного методу аналізу (представлений метод, GRASP і CST). На підставі результатів кількісного порівняння для різних параболічних відбивачів із розфокусованим живленням, наведених у таблиці 3.2, представлений метод у порівнянні з GRASP і CST продемонстрував середню різницю спрямованості 0,76 дБ (порівняно з GRASP) і 0,83 дБ (порівняно з CST), середні відмінності HPBW 0,1 град. (порівняно з GRASP) і 0,07 град. (порівняно з CST), а середні відмінності характеру потужності (MAEs) в області первинного інтересу становлять 0,99 дБ (порівняно з GRASP) і 1,14 дБ (порівняно з CST). Як видно з результатів аналізу на рисунку 3.10, представлений у даній роботі метод аналізу параболічної антени з розфокусованим живленням дає результати, дуже

подібні до результатів, отриманих за допомогою GRASP і CST. Завдяки цим результатам можна підтвердити, що представлений метод можна використовувати для аналізу характеристик випромінювання різних параболічних рефлекторних антен із розфокусованим живленням.

3.7. Висновки до розділу 3

Із зростанням інтересу до W-діапазону все більше уваги приділяється параболічним рефлекторним антенам, які, як відомо, ефективно створюють характеристики випромінювання з високим коефіцієнтом посилення. Крім того, параболічні антени з конфігураціями з розфокусованим живленням мають різноманітні застосування, включаючи моноімпульсне відстеження, формування багатопроменевих променів із використанням кількох каналів та антени зі спільною апертурою для багатодіапазонної роботи. У даній роботі представлено простий метод аналізу характеристик випромінювання параболічних антен із розфокусованим живленням.

Розробка представленого методу передбачає дискретне поділ параболічної поверхні, врахування впливу фідера в кожній точці поділу та використання аналізу електричного поля з використанням теорії масиву. Крім того, для спрощення методу розглядалися лише скалярні функції, а не векторні поля. Завдяки застосуванню представленого методу для забезпечення виконання аналізу характеристик випромінювання параболічних рефлекторних антен із розфокусованим живленням було підтверджено, що критерій максимального інтервалу поділу ($g\psi$, $g\phi$) становить $0,5\lambda$, відповідно до процедури поділу поверхні параболічного відбивача.

Для підтвердження ефективності аналізу представленого методу, який застосовує цей максимальний критерій для інтервалів поділу, було проведено порівняння з результатами аналізу GRASP і CST. Це типові інструменти аналізу для різних конфігурацій параболічної антени з розфокусованим живленням. Було помічено, що були відмінності лише в 0,99 дБ (порівняно з GRASP) і 1,14

дБ (порівняно з CST) в області первинного інтересу (поблизу головного променя).

Отже, було підтверджено, що представлений у даній роботі метод може ефективно аналізувати характеристики випромінювання різних параболічних рефлекторних антен із розфокусованим живленням.

Таким чином, представлений метод може бути застосований у різних сферах, таких як аналіз лінії зв'язку, аналіз косооких променів для моноімпульсного відстеження та аналіз області керування променем для спільних або кількох апертур.

РОЗДІЛ 4. РОЗРАХУНОК ДЗЕРКАЛЬНОЇ АНТЕНИ

4.1. Технічне завдання

Технічне завдання:

Робочий діапазон частот: $F_H = 1,9 \text{ ГГц}$, $F_B = 2,1 \text{ ГГц}$;

Ширина діаграми спрямованості: $2\Theta_{0,5} = 8^\circ$;

Поляризація горизонтальна;

Потужність, яка підводиться до антени: $P = 5 \text{ Вт}$;

Ксту в фідері не більше 1,5;

Рівень збудження на краю розкриву становить 10 дБ відносно середини розкриву;

Розробити конструкцію антени.

4.2. Пояснення вибору опромінювача та його діаграми спрямованості (ДС)

Параболічні дзеркальні антени зазвичай збуджуються напівхвильним вібратором із рефлектором або компактним рупором, які розташовані у фокусі параболоїда. Опромінювач є антеною з малою спрямованістю і виконує такі функції:

- а) створення сферичного або циліндричного хвильового фронту;
- б) забезпечення необхідного розподілу амплітуди поля в отворі дзеркала.

Завдяки властивостям параболи, сферична хвиля, що формується в отворі параболоїда, трансформується в плоску, а широка діаграма спрямованості опромінювача перетворюється на вузьку діаграму спрямованості відбивача. Як опромінювач дзеркальної антени обираємо напівхвильний вібратор із дисковим рефлектором. Для підведення енергії використовується живлення через коаксіальний фідер. Такий опромінювач є поширеним для багатьох практичних

застосувань і характеризується простою конструкцією (рис. 4.1). Взаємне розташування опромінювача та параболи зображено на рис. 4.2.

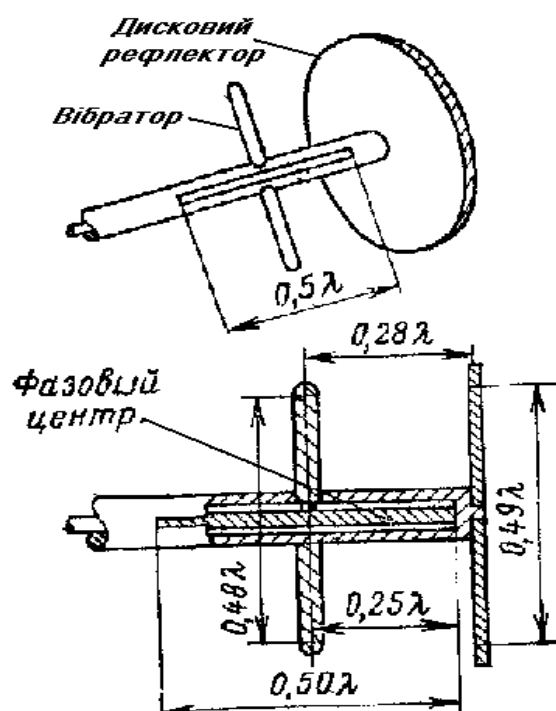


Рис. 4.1 – Вібратор з дисковим рефлектором

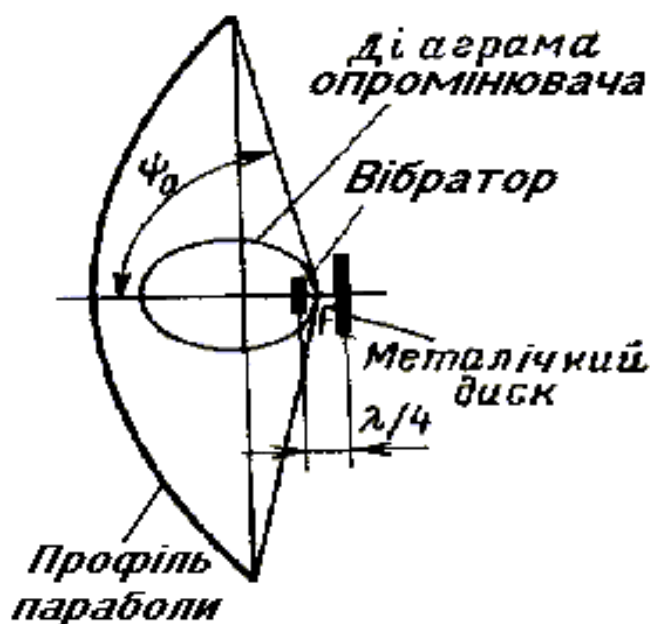


Рис. 4.2 – Розміщення опромінювача відносно параболи

λ – робоча довжина хвилі; ψ_0 – кут розкриву; F – фокусна відстань.

Діаграма спрямованості (ДС) вібратора без рефлектора утворює два пелюстки вздовж осі, з максимумами, спрямованими в протилежні сторони.

Щоб сформувати однонаправлену ДС, вібратор розташовують на відстані близько $0,25\lambda$ від рефлектора. Електромагнітна хвиля, відбиваючись від рефлектора, зазнає зсуву фази на 180° . Оскільки хвиля проходить додаткову відстань, рівну півхвилі (від вібратора до рефлектора і назад), її фаза узгоджується з фазою хвилі, що поширюється безпосередньо від вібратора. Це призводить до того, що напруженість поля в напрямку рефлектора майже нульова, а в протилежному напрямку – подвоюється. У результаті формується ДС з єдиним максимумом, спрямованим перпендикулярно до площини рефлектора.

Нормована ДС напівхвильового вібратора з дисковим рефлектором для кутів $0 \leq \psi \leq \pi/2$ у першому наближенні може бути описана формулою:

$$F(\psi) = \cos^2(\psi) \quad (4.1)$$

4.3. Визначення коефіцієнта спрямованої дії опромінювача

Коефіцієнт спрямованої дії (КСД) антен можна визначити відштовхувачись від ізотропного випромінювача і загалом описується наступним виразом:

$$D = \frac{P_{\Sigma 0}}{P_{\Sigma}} \quad (4.2)$$

де $P_{\Sigma 0}$ – потужність, випромінювана ізотропною антеною; P_{Σ} – потужність, випромінювана антеною зі спрямованою діаграмою. КСД симетричного вібратора визначається за формулою:

$$D = \frac{120}{R_{\Sigma \Pi}} (1 - \cos kl)$$

де $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число; l – довжина плеча вібратора; λ – довжина робочої хвилі; $R_{\Sigma \Pi}$ – опір випромінювання вібратора, віднесений до струму пучності.

Для напівхвильового вібратора, в якого:

$$R_{\Sigma\Pi} = 73,1 \text{ Ом}; \quad (4.3)$$

$$2l = \lambda/2; l = \lambda/4; \quad (4.4)$$

$$\cos kl = \cos \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \cos \frac{\pi}{2} = 0; \quad (4.5)$$

$$D = \frac{120}{R_{\Sigma\Pi}} = \frac{120}{73,1} \approx 1,64$$

Якщо використовувати дисковий рефлектор може відбутись зміння опору випромінювання в напівхвильовому вібраторі [2]:

$$R_{\Sigma C} = R_{\Sigma\Pi} + R_{B3}, \quad (4.6)$$

де R_{B3} – взаємний опір вібратора і рефлектора.

З таблиці, де $h = 0$ (висота підняття рефлектора відносно вібратора) та $d = 0,5$ (відстань між ними), знаходимо значення R_{B3} (опір випромінювання вібратора з дзеркалом), яке дорівнює $-12,7$.

Оскільки струми вібратора та його дзеркального відображення знаходяться в протифазі (через відстань між ними, що становить $0,5$ довжини хвилі), перед другим доданком у формулі для R_{B3} ставиться знак мінус.

$$R_{\Sigma C} = R_{\Sigma\Pi} + R_{B3}, \quad (4.7)$$

$$R_{\Sigma C} = 73,1 - (-12,7) = 73,1 + 12,7 = 85,8 \text{ Ом},$$

За допомогою певної формули можна обчислити результуючий КСД опромінювача $D_{\text{опр.}}$:

$$D_{\text{опр}} = \frac{D \cdot (1 + m)^2 \cdot R_{\Sigma\Pi}}{R_{\Sigma C}}, \quad (4.8)$$

Величина m відображає співвідношення струмів вібратора та рефлектора. Оскільки пасивний рефлектор суттєво підсилює сигнал, значення m для нього набагато більше 1, і тому:

$$\text{Допр} = \frac{D \cdot R_{\Sigma\Pi}}{R_{\Sigma C}},$$

$$\text{Допр} = \frac{1.64 \cdot 73.1}{85.8} = 1.397 \approx 1.4.,$$

Дзеркальні антени здатні працювати як з однією конкретною частотою, так і з цілим спектром частот. Якщо антена використовується в діапазоні частот, всі необхідні розрахунки базуються на середній довжині хвилі (λ_c) цього діапазону. Ця середня довжина хвилі відповідає середній частоті (f_c), яку можна обчислити, взявши середнє арифметичне значення між найнижчою та найвищою частотами робочого діапазону. У нашому випадку, цей діапазон становить від 1,9 до 2,1 ГГц:

$$f_c = \frac{f_{\min} + f_{\max}}{2}, \quad (4.9)$$

Робочий діапазон частот пристрою обмежений значеннями 1,9 ГГц (мінімальна частота, $f_{\min}$) та 2,1 ГГц (максимальна частота, $f_{\max}$).

$$f_c = \frac{1.9 + 2.1}{2} = 2 \text{ ГГц},$$

Середня довжина хвилі λ_c пов'язана з частотою f_c співвідношенням:

$$f\lambda_c = \frac{c}{f_c} \quad (4.10)$$

де $c = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{м}}{\text{с}}$ – швидкість світла;

$$\lambda_c = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^9} = \frac{3}{20} = 0,15 = 150 \text{ мм}$$

$$\lambda_{\min} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,1 \cdot 10^9} = \frac{3}{21} = 0,143 = 143 \text{ мм}$$

$$\lambda_{\max} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,9 \cdot 10^9} = \frac{3}{19} = 0,158 = 158 \text{ мм.}$$

4.4. Розрахунок характеристик параболічної антени

4.4.1. Визначення кута розкриття дзеркала

У практиці використання параболічних дзеркал часто виникає потреба зменшити втрати електромагнітної енергії та мінімізувати рівень бічних пелюстків діаграми спрямованості. Для цього застосовують метод регулювання амплітуди збуджуючого поля в розкриві дзеркала, зменшуючи її від центру до країв. Якщо на краю розкриву рівень збудження становить 10 дБ (ТЗ), то кут розкриву ψ_0 визначається за рівнянням:

$$F(1) = \frac{1 + \cos \psi_0}{2} F(\psi_0) \quad (4.11)$$

де $F(1)$ представляє собою нормоване значення амплітуди поля, що спостерігається на краю дзеркала; $F(\psi_0)$ відповідає значенню нормованої діаграми спрямованості опромінювача для кута ψ_0 .

$$2 \cdot F(1) = (1 + \cos \psi_0) \cdot F(\psi_0), \quad (4.12)$$

$$2 \cdot F(1) = F(\psi_0) + F(\psi_0) \cdot \cos \psi_0,$$

$$F(\psi_0) \cdot \cos \psi_0 + F(\psi_0) - 2 \cdot F(1) = 0 \quad (4.13)$$

Підставивши: $F(1) = \frac{1}{3,16} = 0,316$ (умова ТЗ, 10 дБ=3,16); $F(\psi_0) = \cos^2 \psi_0$

(ДС опромінювача).

$$\begin{aligned}\text{Отримаємо: } \cos^3 \psi_0 + \cos^2 \psi_0 - 2 \cdot 0,316 &= 0 \\ \cos^3 \psi_0 * \cos^2 \psi_0 - 0,632 &= 0 \\ \psi_0 &= 0,897\end{aligned}\tag{4.14}$$

$$\text{В градусах: } \psi_0 = \frac{\psi_{0\text{рад}} \cdot 180^\circ}{\pi} = \frac{0,897 \cdot 180}{3,14} = 51.$$

4.4.2. Визначення діаметру параболічної антени

При розрахунку діаметру параболоїда $2R_0$ необхідно врахувати, як розподіляється амплітуда поля в його розкритті. У першому наближенні цей розподіл описується наступним чином:

$$E_s = E_0 \cdot (1 - R^2)^2, \quad R = \frac{\rho}{R_0}, \tag{4.15}$$

У цій формулі E_0 позначає амплітуду напруженості поля в центральній точці параболи, а ρ – хвильовий опір середовища.

Виходячи з цього, формула для визначення діаметру $2R_0$ має вигляд:

$$2R_0 = \frac{84 \cdot \lambda_c}{2\theta_{0,5}^\circ}, \tag{4.16}$$

де $\lambda_c = 150$ мм – середня довжина хвилі; $2\theta_{0,5} = 8^\circ$ – ширина ДС антени.

$$2R_0 = \frac{84 \cdot 150 \cdot 10^{-3}}{8} = 1,575 \text{ м.}$$

4.4.3. Визначення фокусної відстані антени

При проектуванні параболічної антени важливо правильно визначити фокусну відстань F , оскільки вона впливає на коефіцієнт спрямованої дії (КСД) антени. Для досягнення максимального КСД при заданих параметрах антени

(діаметрі розкриву $2R_0$ та діаграмі спрямованості опромінювача) фокусну відстань F слід розраховувати за формулою:

$$\frac{R_0}{2F} = \operatorname{tg}\left(\frac{\psi_0}{2}\right); \quad F = \frac{R_0}{2 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\psi_0}{2}\right)}, \quad (4.17)$$

де $R_0 = 0,788(\text{м})$ – радіус параболи; $\psi_0 = 0,897(\text{рад})$ – кут розкриву.

$$F = \frac{0,788}{2 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{0,897}{2}\right)} = \frac{0,788}{2 \cdot 0,481} \approx 0,819 \text{ м.}$$

4.4.4. Визначення профіля параболічної антени

Для параболи, орієнтованої віссю симетрії вздовж осі OY в Декартовій системі координат, рівняння має наступний вигляд:

$$z^2 + x^2 = 4 \cdot F \cdot y \quad (4.18)$$

де $F = 0,819 \text{ м}$ – фокусна відстань параболоїда.

Використовуючи метод виключення z -компоненти, можна побудувати профіль параболи в площині XOY .

$$z=0; \quad x^2 = 4F \cdot y; \quad y = x^2 / 4F; \quad y = x^2 / 4 \cdot 0,819 = x^2 / 3,276.$$

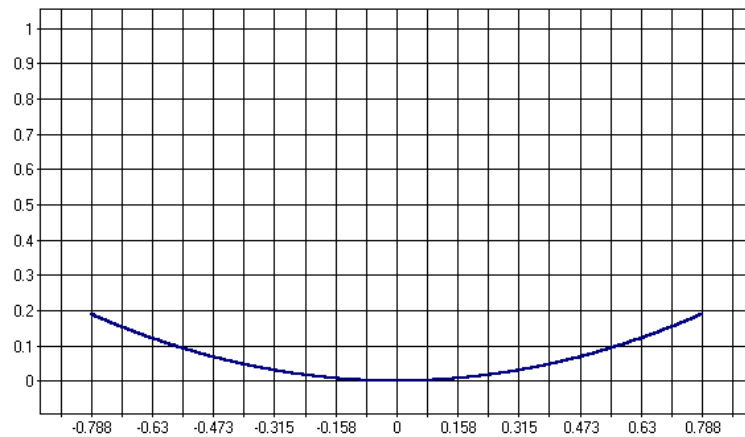


Рис. 4.3 – Профіль параболи

4.4.5. Визначення поля в розкриві параболічної дзеркальної антени

На практиці для розрахунку поля в розкриві дзеркала використовують апертурний метод. Для зручності та спрощення обчислень вводиться нормована координата R' , що дозволяє описувати положення точки в розкриві дзеркала (див. рис. 4.4):

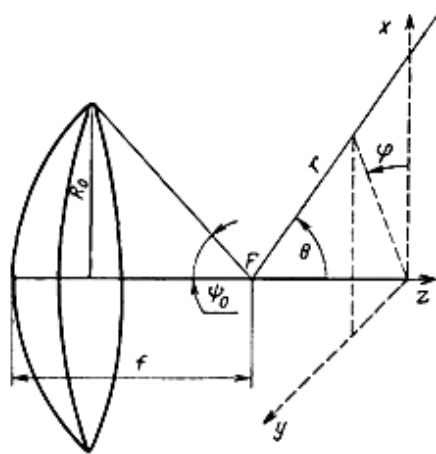


Рис. 4.4 – Поле в розкриві дзеркала

$$R' = \frac{R}{R_0}, \quad F(R') = \frac{1 + \cos \psi}{2} \cdot F(\psi); \quad (4.19)$$

де R_0 – радіус параболи; $F(\psi) = \cos^2(\psi)$ – ДС опромінювача.

Тоді поле в розкриві знаходиться:

$$F(R') = \frac{1 + \cos \psi}{2} \cdot \cos^2 \psi = \frac{\cos^2 \psi + \cos^3 \psi}{2} = \frac{1}{2}(\cos^2 \psi + \cos^3 \psi) \quad (4.20)$$

Для подальшої роботи зі знайденим значенням використовуємо метод апроксимації за допомогою інтерполяційного полінома:

$$Q(R') = \sum_{n=0}^m a_n \cdot (1 - R'^2)^n \quad (4.21)$$

На практиці для апроксимації розподілу поля в розкриві параболоїда часто використовують поліном. Як правило, для досягнення достатньої точності (похибка 1-2%) достатньо обмежитися трьома членами полінома. У цьому випадку поліном можна записати так:

$$Q(R') = a_0 + a_1(1 - R'^2) + a_2(1 - R'^2)^2 \quad (4.22)$$

Метод інтерполяції для апроксимації розподілу поля в розкриві дзеркала передбачає вибір опорних точок, в яких значення функції відомі. В даному випадку, в якості таких точок обрано центр розкриву ($R'=0$; $\psi=0$), край розкриву ($R'=1$; $\psi=\psi_0$) та точка посередині між ними ($R'=0,5$; $\psi=0,5$). Коефіцієнти інтерполяційного полінома, який будується за цими точками, визначаються за допомогою системи рівнянь:

$$a_0 = F(1)$$

$$a_0 + a_1 + a_2 = 0$$

$$a_0 + a_1(1 - R_1'^2) + a_2(1 - R_1'^2)^2 = F(R_1') \quad (4.23)$$

$$F(R') = \frac{1}{2}(\cos^2 \psi_0 + \cos^3 \psi_0) = \frac{\cos^2 0,4485 + \cos^3 0,4485}{2} = \frac{0,812 + 0,7317}{2} = 0,772; \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned}
a_0 &= F(1) = 0,316; & a_1 &= 1 - 0,316 - a_2 = 0,684 - a_2 \\
0,316 + (0,684 - a_2) \cdot (1 - 0,5^2) + a_2 \cdot (1 - 0,5^2)^2 &= 0,772 \\
0,316 + (0,684 - a_2) \cdot (1 - 0,25) + a_2 \cdot (1 - 0,25)^2 &= 0,772 \\
0,316 + 0,684 - 0,171 - a_2 + 0,25a_2 + 0,5625a_2 &= 0,772 \\
0,829 - 0,1875a_2 &= 0,772 \\
0,057 &= 0,1875a_2 \\
a_2 &= 0,304 \\
a_1 &= 0,684 - 0,304 = 0,38
\end{aligned}$$

Отже, коефіцієнти полінома: $a_0=0,316$; $a_1=0,38$; $a_2=0,304$.

4.4.6. Розрахунок діаграми спрямованості параболічної дзеркальної антени

Поле випромінювання параболічного дзеркала характеризується певними властивостями на його розкриві. Розкрив дзеркала є плоскою круглою поверхнею, на якій поле має лінійну поляризацію, незмінну фазу та розподіл амплітуди, що описується поліномом $Q(R')$ [2]. Якщо для апроксимації розподілу амплітуди використовувати лише три члени полінома, то нормована дифракційна характеристика дзеркала може бути представлена наступним чином:

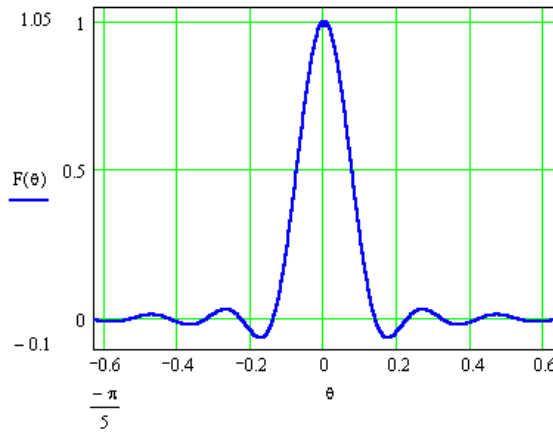
$$F(\theta) = \frac{6a_0\Lambda_1(u) + 3a_1\Lambda_2(u) + 2a_2\Lambda_3(u)}{6a_0 + 3a_1 + 2a_2}, \quad (4.24)$$

де $\Lambda_n(u)$ – лямбда-функція n -го порядку; $u = kR_0 \sin \theta$ – аргумент функції;
 $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число; $R_0=0,788$ м – радіус параболоїда.

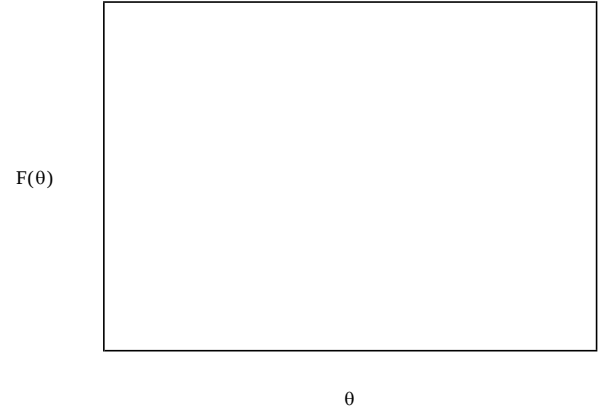
Для середньої довжини хвилі, що відповідає середині робочого діапазону частот, необхідно визначити аргумент u та побудувати діаграму спрямованості (ДС) антени:

$$\lambda_c = 150 \text{ мм}; \quad k = \frac{2 \cdot 3,14}{150 \cdot 10^{-3}} = 41,89; \quad u = 41,89 \cdot 0,788 \sin \theta = 33,0093 \sin \theta.$$

$$F(\theta) := \frac{6 \cdot 0.316 \left(\frac{J_1(33.0093 \cdot \sin(\theta))}{\frac{33.0093}{2} \cdot \sin(\theta)} \right) + 3 \cdot 0.38 \cdot \left[2 \times \frac{J_n(2, 33.0093 \cdot \sin(\theta))}{\left(\frac{33.0093}{2} \cdot \sin(\theta) \right)^2} \right] + 2 \cdot 0.304 \cdot \left[6 \cdot \frac{J_n(3, 33.0093 \cdot \sin(\theta))}{\left(\frac{33.0092}{2} \cdot \sin(\theta) \right)^3} \right]}{6 \cdot 0.316 + 3 \cdot 0.38 + 2 \cdot 0.304}$$



(a)



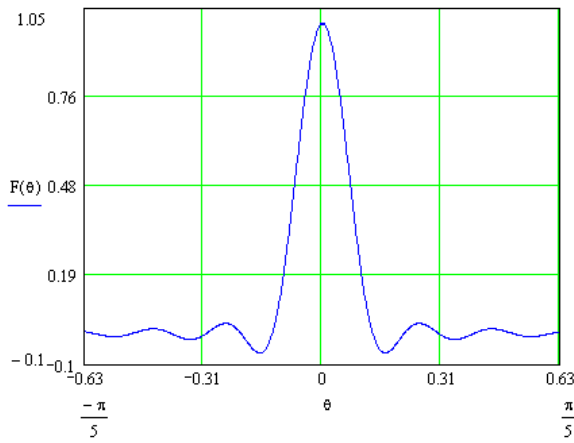
(б)

Рис. 4.5 – ДС антени для $\lambda = \lambda_c$ ((а) – лінійний, (б) – логарифмічний масштаби)

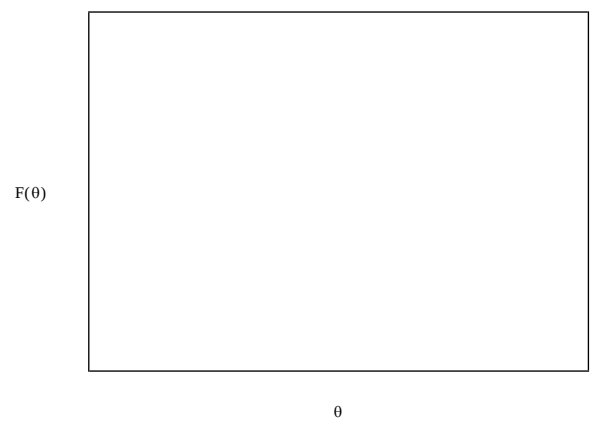
При проектуванні антени необхідно враховувати вимоги технічного завдання, які визначають робочий діапазон частот (в даному випадку, 1,9-2,1 ГГц) та вимоги до стабільності параметрів антени в цьому діапазоні. Для візуалізації та аналізу роботи антени на різних частотах будуються графіки дифракційної характеристики для верхньої та нижньої меж робочого діапазону (рис. 4.5 та 4.6).

$$f_{\max} = 2,1 \text{ ГГц}; \quad \lambda_{\min} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,1 \cdot 10^9} = 143 \text{ мм}; \quad k = 43,94; \quad u = 34,623 \sin \theta.$$

$$F(\theta) := \frac{6 \cdot 0.316 \left(\frac{J_1(34.623 \cdot \sin(\theta))}{\frac{34.623}{2} \cdot \sin(\theta)} \right) + 3 \cdot 0.38 \cdot \left[2 \times \frac{J_n(2, 34.623 \cdot \sin(\theta))}{\left(\frac{34.623}{2} \cdot \sin(\theta) \right)^2} \right] + 2 \cdot 0.304 \cdot \left[6 \cdot \frac{J_n(3, 34.623 \cdot \sin(\theta))}{\left(\frac{34.623}{2} \cdot \sin(\theta) \right)^3} \right]}{6 \cdot 0.316 + 3 \cdot 0.38 + 2 \cdot 0.304}$$



(a)

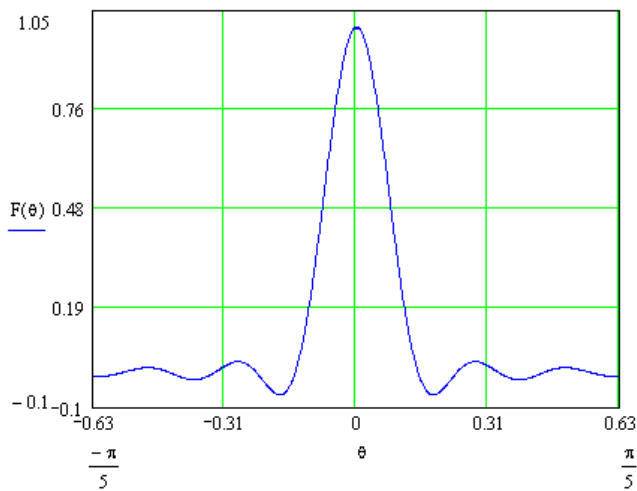


(б)

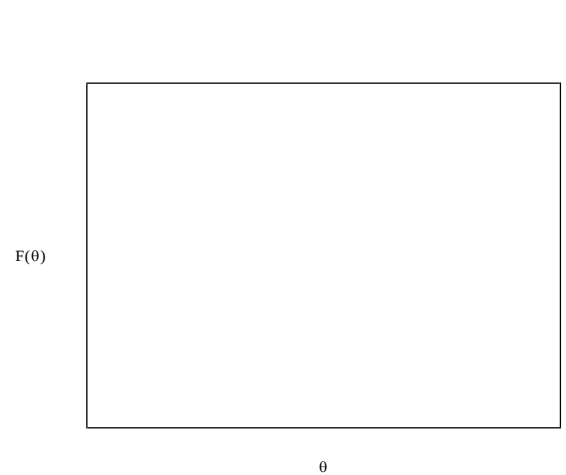
Рис 4.6. – ДС антени для $\lambda=\lambda_{\min}$ ((a) – лінійний, (б) – логарифмічний масштаби)

$$f_{\min}=1,9 \text{ ГГц}; \quad \lambda_{\max}=\frac{3 \cdot 10^8}{1,9 \cdot 10^9}=158 \text{ мм}; \quad k=39,767; \quad u=31,336 \sin \theta.$$

$$Y(x) := \frac{6 \cdot 0.316 \left(\frac{J_1(221.5 \cdot \sin(x))}{\frac{221.5}{2} \cdot \sin(x)} \right) + 3 \cdot 0.38 \cdot \left[2 \times \frac{J_n(2, 221.5 \cdot \sin(x))}{\left(\frac{221.5}{2} \cdot \sin(x) \right)^2} \right] + 2 \cdot 0.304 \cdot \left[6 \cdot \frac{J_n(3, 221.5 \cdot \sin(x))}{\left(\frac{221.5}{2} \cdot \sin(x) \right)^3} \right]}{6 \cdot 0.316 + 3 \cdot 0.38 + 2 \cdot 0.304}$$



(a)



(б)

Рис. 4.7. – ДС антени для $\lambda=\lambda_{\min}$ ((a) – лінійний, (б) – логарифмічний масштаби)

4.4.7. Знаходження коефіцієнта використання параболічної поверхні

При проектуванні антен важливо враховувати ефективність використання поверхні дзеркала, яка характеризується коефіцієнтом v . Цей коефіцієнт показує, наскільки добре використовується площа антени для формування випромінювання, і залежить від розподілу поля в апертурі. Для його розрахунку використовується формула 4.25, яка враховує ефективну (A) та геометричну (S) площі антени.

$$v = A/S, \quad (4.25)$$

У типовому випадку параболічної антени з конічним рупором значення коефіцієнта використання поверхні дзеркала v , який характеризує ефективність використання апертури антени, можна визначити графічно, скориставшись даними з літературного джерела (наприклад, [2]). Для цього необхідно знайти на графіку залежності v від кута розкриття ψ_0 точку, що відповідає розрахованому значенню $\psi_0 = 51,4$ градусів, та зчитати відповідне значення v .

$$v \approx 0,92.$$

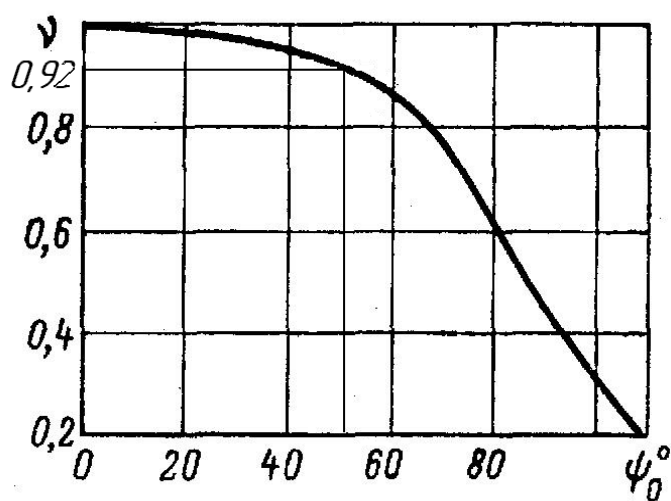


Рис. 4.8 – Залежність КВП від кута розкриття дзеркала

4.4.8. Визначення ККД параболічної дзеркальної антени

При проектуванні дзеркальних антен важливо розуміти, що їх ККД η залежить головним чином від характеристик опромінювача та кута розкриття дзеркала ψ_0 . Втратами на поверхні дзеркала зазвичай нехтують, тому ККД можна з достатньою точністю визначити як відношення потужності, що падає на дзеркало (P_{Σ} дзерк.), до загальної потужності, яку випромінює опромінювач (P_{Σ}):

$$\eta = \frac{P_{\Sigma \text{зерк}}}{P_{\Sigma}} \quad (4.26)$$

При проектуванні дзеркальних антен необхідно враховувати, що глибина дзеркала безпосередньо впливає на ефективність використання енергії та, відповідно, на коефіцієнт корисної дії η антени. Глибші дзеркала забезпечують більший ККД, оскільки більша частина енергії потрапляє на їх поверхню. При цьому важливо пам'ятати, що залежність $\eta(\psi_0)$ є оберненою до залежності $v(\psi_0)$. Для практичного розрахунку ККД антени при заданому куті розкриття ψ_0 (наприклад, $\psi_0 = 0,897$ рад) використовується наступна формула:

$$\eta = 1 - \frac{5}{8} \cos^3 \psi_0 - \frac{3}{8} \cos^5 \psi_0; \quad (4.27)$$

$$\eta = 1 - 0,625 \cos^3 \psi_0 - 0,375 \cos^5 \psi_0 = 1 - 0,243 - 0,095 = 0,662 = 66,2\%$$

4.4.9. Розрахунок коефіцієнта спрямованої дії параболічної дзеркальної антени

При використанні направлених антен важливо розуміти, наскільки вони ефективніше концентрують енергію в порівнянні з ненаправленими. Коефіцієнт спрямованої дії D дозволяє кількісно оцінити це збільшення. Він показує, у скільки разів напруженість поля в точці прийому буде більшою при використанні направленої антени порівняно з ненаправленою, за умови однакової потужності

випромінювання. Для розрахунку D використовують відношення квадратів напруженостей поля, створених направленою та ненаправленою антенами

$$D = \frac{E_{\max}^2}{E_0^2}; \quad (4.28)$$

де $E_{\max}^2$ – напруженість поля в напрямку максимуму; E_0^2 – напруженість поля ненаправленої антени.

Важливо розуміти, що при нерівномірному збудженні поля в розкритті дзеркала ефективна площа, яка бере участь у формуванні випромінювання, зменшується. Це відбувається тому, що елементи дзеркала, розташовані далі від центру, створюють менший внесок у сумарне поле випромінювання. Таке зменшення ефективної площі можна уявити собі як зменшення розмірів дзеркала, якщо припустити, що поле по всій його поверхні збуджується рівномірно. Коефіцієнт спрямованої дії, який показує, наскільки добре антена концентрує енергію в певному напрямку, тісно пов'язаний з коефіцієнтом використання поверхні та обчислюється за формулою:

$$D = \frac{4\pi S \nu}{\lambda^2}, \quad (4.29)$$

де $S = \pi R_0^2$ – геометрична площа розкриття. $\lambda = 150$ мм – робоча довжина хвилі; $R_0 = 0,788$ м – радіус параболоїда; $\nu = 0,92$ – КВП дзеркальної антени.

$$D = \frac{4 \cdot 3,14^2 \cdot 0,788^2 \cdot 0,92}{(150 \cdot 10^{-3})^2} = \frac{22,553}{0,0225} = 1002,35$$

4.4.10. Розрахунок коефіцієнта підсилення параболічної дзеркальної антени

Коефіцієнт спрямованої дії параболічних антен, хоча й корисний параметр, має обмеження: він не враховує енергетичні втрати на розсіювання, тобто втрати енергії, що виходить за межі дзеркала. Отже, для повної та точної оцінки направлених властивостей дзеркальних антен недостатньо лише цього коефіцієнта. Більш інформативним параметром є коефіцієнт підсилення антени G , який враховує ці втрати:

$$G = D \cdot \eta, \quad (4.30)$$

де $D=1002,35$ – КСД антени; $\eta=0,662$ – ККД антени. $G = 1002,35 \cdot 0,662 = 663,56 = 56,44$ дБ.

4.5. Розрахунок коефіцієнта стійної хвилі в фідері параболічної дзеркальної антени

У практичній роботі з антенами часто виникає задача їх узгодження з фідерною лінією. Узгодження полягає в тому, щоб опір навантаження лінії відповідав її хвильовому опору [3]. Для контролю та оцінки якості узгодження використовується спеціальний параметр - коефіцієнт стоячих хвиль (КСХ). Загальний вигляд формули для розрахунку КСХ наступний:

$$K_{CTU} = \frac{U_{\max}^2}{U^2}, \quad (4.31)$$

Тут $U_{\max}$ – це максимальне значення напруги, яке може виникнути в лінії передачі через відсутність узгодження між лінією та навантаженням (тобто, коли опір навантаження не дорівнює хвильовому опору лінії); U – значення напруги в

лінії передачі, коли узгодження між лінією та навантаженням досягнуто (тобто, коли опір навантаження дорівнює хвильовому опору лінії).

$$K_{\text{CTU}} = \frac{1 + \frac{\lambda D_{\text{опр}}}{4\pi f}}{1 - \frac{\lambda D_{\text{опр}}}{4\pi f}},$$

де $\lambda = \lambda_c = 150$ мм – довжина хвилі; $f = 0,819$ м – фокусна відстань; $D_{\text{опр}} = 1,4$ – КСД опромінювача.

$$K_{\text{CTU}} = \frac{1 + \frac{150 \cdot 10^{-3} \cdot 1.4}{4 \cdot 3.14 \cdot 0.819}}{1 - \frac{150 \cdot 10^{-3} \cdot 1.4}{4 \cdot 3.14 \cdot 0.819}} = \frac{1 + 0.02}{1 - 0.02} = \frac{1.02}{0.98} \approx 1.04.$$

Оскільки $K_{\text{CTU}} = 1.04 < 1.5$, то умова ТЗ виконана.

4.6. Висновок до розділу 4

Проведеними розрахунками було спроектовано параболічну антену з відносно невеликими розмірами, яка здатна формувати вузький промінь випромінювання. Це означає, що антена буде концентрувати електромагнітну енергію в одному напрямку, ігноруючи інші.

Хоча геометричні розміри антени невеликі, її ефективність досить висока. Вона здатна забезпечити значний коефіцієнт спрямованої дії (КСД), що дорівнює $D = 1002,35$. Це означає, що антена збирає і випромінює електромагнітні хвилі в дуже вузькому конусі.

Однак, існує певне обмеження, пов'язане з нерівномірністю розподілу електромагнітного поля по поверхні антени. Елементи, розташовані ближче до країв, створюють меншу напруженість поля порівняно з центральними

елементами. Це призводить до зменшення ефективної площі антени і, відповідно, до деяких втрат енергії.

Для характеристики цього явища використовується коефіцієнт використання поверхні (КВП). Він залежить від розміщення і спрямованості випромінювача, який живить антену. Чим швидше спадає амплітуда електромагнітного поля до країв антени, тим менше значення КВП.

Іншим важливим параметром є коефіцієнт корисної дії (ККД), який показує, яка частина енергії, підведеної до антени, перетворюється в корисне випромінювання. Для розрахованої антени ККД становить 66,2%. Він залежить від геометричних розмірів антени: чим глибше дзеркало, тим більший ККД.

Для більш повної характеристики направлених властивостей антени використовується коефіцієнт підсилення. Він враховує не тільки КСД, але й втрати енергії на розсіювання. Для розрахованої антени коефіцієнт підсилення становить 663,56 (56,44) дБ.

Отримані результати свідчать про те, що розрахована параболічна антена має високі показники спрямованості та ефективності. Однак, існують певні обмеження, пов'язані з нерівномірністю розподілу поля по поверхні антени.

Розрахунок показав таку антену, яка дуже добре фокусує радіохвилі в одному напрямку. Вона невелика за розміром, але дуже ефективна. Однак, є деякі нюанси, пов'язані з тим, що не вся поверхня антени працює однаково добре. Незважаючи на це, загальна ефективність антени досить висока.

РОЗДІЛ 5.

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

5.1. Технічне завдання

З огляду на те, що основною метою такої перевірки є аналіз існуючої на підприємстві системи управління охороною праці та визначення її ефективності, це попередження необхідне для того, щоб дати можливість підприємству проаналізувати дотримання вимог законодавчих і нормативно-правових актів з охорони праці, провести коригуючі заходи.

Перш за все спеціалісту з охорони праці необхідно переконатися у наявності та правильності ведення необхідної документації:

- дозволу на початок виконання робіт підвищеної небезпеки та експлуатацію таких об'єктів,
- статистичних звітів з охорони праці за формою 7-ТНВ, 1-ПВ, 1-УБ (других екземплярів чи копій),
- Положення про систему управління охороною праці,
- Інструкцій з охорони праці та журналу їх обліку,
- актів за формою Н-1 і журналу реєстрації потерпілих від нещасних випадків,
- планів робіт,
- актів перевірки стану охорони праці як внутрішнього, так і зовнішнього контролю,
- приписів з відмітками про виконання заходів, наказів з питань з охорони праці, у тому числі за матеріалами перевірки органів державного нагляду та контролю,
- матеріалів аналізу, оцінки стану та умов праці, щодо стимулювання дотримання норм охорони праці та ін.

Крім того, у службі механіка повинні бути графіки планово-попереджувальних ремонтів (ППР) виробничого обладнання, затверджені

головним Інженером, графіки періодичних випробувань та оглядів об'єктів підвищеної небезпеки, паспорти на них, акти приймання обладнання з ремонту, а в службі енергетика – плани ППР, випробувань, оглядів енергетичного устаткування; графіки обслуговування та ремонту вентиляційних систем і кондиціонерів, освітлювальних пристроїв; протоколи перевірки ізоляції електроустаткування, електропроводки, кабелів; протоколи вимірювання опору розтікання струму на основних заземлювачах і заземленнях магістралей та устаткування, перевірки повного опору петлі фаза-нуль, випробувань перевірки електрозахисних засобів, акти огляду стану безпеки електроустановок споживачів; паспорти на електроустановки.

Необхідно також перевірити дотримання вимог Положення про порядок розслідування та ведення обліку нещасних випадків, професійних захворювань і аварій на виробництві, звернувши особливу увагу на журнал реєстрації працівників, які звернулися до травматологічного пункту, наявність у керівників структурних підрозділів актів за формою Н-1 та наявність в актах оцінок про виконання намічених заходів.

Необхідно звернути увагу і на своєчасність проведення усіх видів навчання та інструктажів з охорони праці, і наявність затвердженого списку працівників певних професій, звільнених від проведення повторних інструктажів з охорони праці та на дотримання періодичності медоглядів працюючих.

У структурних виробничих підрозділах рекомендується перевірити наявність:

- схем розміщення технологічного устаткування і відповідність фактичного розміщення устаткування цим схемам;
- на робочих місцях технологічної документації, інструкцій з охорони праці та інструкцій з експлуатації об'єктів підвищеної небезпеки;
- журналу реєстрації інструктажів з питань охорони праці;
- документації, що підтверджує проведення контролю стану охорони праці;
- журналу чищення повітропроводів вентиляційних систем;

- списків осіб, що підлягають періодичним медоглядам;
- протоколів санітарно-гігієнічних випробувань виробничого середовища;
- журналів обліку та огляду вантажопідйомних механізмів, пристосувань і тари;
- журналів обліку видачі нарядів-допусків на виконання робіт підвищеної небезпеки;
- стендів з охорони праці, плакатів, знаків безпеки, планів евакуації, засобів пожежогасіння;
- сигнальних кольорів на обладнанні та трубопроводах.

Усі вимоги безпеки до устаткування і технологічних процесів перерахувати неможливо. Необхідно пам'ятати основне:

- обладнання повинне відповідати вимогам ССБТ, тобто бути забезпечене засобами колективного захисту, які перекривають доступ у небезпечну зону, захищають від пилу, газів, теплових випромінювань, електромагнітних полів, іонізуючих випромінювань, шуму, вібрації, ультразвуку;
- робітники повинні бути забезпечені засобами індивідуального захисту;
- повинні дотримуватися терміни періодичних оглядів, опосвідчень, випробувань;
- повинні бути вжиті заходи щодо захисту персоналу від ураження електричним струмом, а також від виникнення статичної електрики під час використання легкозаймистих рідин;
- перепади висот вище 1,3 м повинні бути огорожені;
- під час виконання важких, травмонебезпечних робіт потрібно застосовувати засоби механізації;
- для забезпечення безпеки під час обслуговування обладнання повинні дотримуватися розриви безпеки та габаритні розміри при його розміщенні.

Відразу ж після одержання повідомлення про майбутню комплексну перевірку стану умов та охорони праці необхідно провести ретельну внутрішню перевірку дотримання усіх вимог, приділивши особливу увагу безпечній експлуатації вантажопідйомних машин і механізмів, посудин, що працюють під тиском (чи дотримуються терміни проведення їхнього технічного опосвідчення, оглядів, чи є на них відмітки про їхнє проведення), пам'ятаючи, що:

- повне технічне опосвідчення вантажопідйомних механізмів проводиться не рідше одного разу на 3 роки;
- періодичні огляди ВПМ відповідно до системи планово-попереджувального ремонту (зазвичай один раз у 10 днів);
- опосвідчення лебідок – не рідше одного разу на рік;
- повне опосвідчення кран-штабелерів – не рідше одного разу на 3 роки;
- динамічні випробування вантажопідйомної частини електронавантажувачів і автонавантажувачів – не рідше одного разу на рік;
- періодичні огляди елеваторних стелажів – не рідше одного разу на 6 місяців;
- внутрішній огляд посудин, що працюють під тиском, – не рідше одного разу на 2 роки технічним персоналом підприємства;
- огляди переносних ацетиленових генераторів – не рідше одного разу на рік. Якщо під час внутрішньої перевірки виявлено порушення, необхідно, за можливості, максимально усунути виявлені порушення до початку комплексної перевірки [33].

5.2. Фонд соціального страхування від нещасних випадків. Правління Фонду. Виконавча дирекція Фонду. Страхові експерти з охорони праці, їх функції і повноваження

Загальнообов'язковим є державне соціальне страхування від нещасного випадку на виробництві та професійного захворювання, які спричинили втрату працездатності.

Під час здійснення працівником своїх трудових функцій існує ризик професійного травматизму та захворювання.

Відповідно до Закону України "Про охорону праці" усі працівники підлягають обов'язковому соціальному страхуванню власником підприємства, організації та установи незалежно від форм власності та видів їх діяльності від нещасних випадків і професійних захворювань. У разі ушкодження їх здоров'я власник зобов'язаний відшкодувати працівникові шкоду, заподіяну йому каліцтвом або іншим ушкодженням здоров'я, пов'язаним з виконанням трудових обов'язків.

Сучасна економічна криза, скорочення обсягів виробництва, погіршення умов праці неодмінно призводить до збільшення порушень нормативів з охорони праці та зростання кількості нещасних випадків на виробництві й професійної захворюваності. У нашій країні досі не створено системи медичної, професійної та соціальної реабілітації постраждалих від нещасного випадку на виробництві. Нема механізму для відшкодування збитків постраждалим у разі фінансової неспроможності, банкрутства чи ліквідації їхніх підприємств. Розв'язати ці проблеми можливо лише шляхом створення системи соціального страхування від нещасних випадків, передбаченої Основами законодавства України про загальнообов'язкове державне соціальне страхування (Урядовий кур'єр. – 1998. – 19 лютого) та Законом України від 23 вересня 1999 р. "Про загальнообов'язкове державне соціальне страхування від нещасного випадку на виробництві та професійного захворювання, які спричинили втрату працездатності" (Урядовий кур'єр. – 1999. – 17 листопада). Цей Закон набирає чинності з 1 січня 2001 року. Відшкодування шкоди, медична, професійна та соціальна реабілітація будуть провадитися Фондом соціального страхування від нещасних випадків – некомерційною самоврядованою організацією, що діє на підставі статуту, має права юридичної особи (ст. 15).

Управління Фондів здійснюється на паритетній основі дер-. страхованих осіб і роботодавців. Надання від нещасного випадку є правонаступником державного, галузевих та регіональних фондів охорони праці.

Страхування від нещасного випадку є самостійним видом загальнообов'язкового державного соціального страхування, за допомогою якого здійснюється соціальний захист, охорона життя та здоров'я громадян у процесі їхньої трудової діяльності. За даним видом соціального страхування страхові внески до Фонду соціального страхування від нещасних випадків сплачують тільки роботодавці.

Нещасним випадком є обмежена в часі подія або раптовий вплив на працівника виробничого фактора чи середовища, що сталися у процесі виконання ним трудових обов'язків, внаслідок яких заподіяно шкоду здоров'ю або настала смерть. До професійного захворювання належить захворювання, що виникло внаслідок професійної діяльності застрахованого та зумовлюється виключно або переважно впливом шкідливих речовин і певних видів робіт та інших факторів, пов'язаних з роботою (ст. 14 Закону). Таким чином, об'єктом страхування від нещасного випадку на виробництві є життя застрахованої особи (працівника), його здоров'я та працездатність.

Законом визначено дві форми страхування: обов'язкова та добровільна. В обов'язковому порядку страхуванню підлягають особи, які працюють на умовах трудового договору (контракту); учні, студенти, клінічні ординатори, аспіранти, докторанти, залучені до будь-яких робіт під час, перед або після занять, професійного навчання, виробничої практики (стажування), виконання робіт на підприємстві та особи, які утримуються у виправних, лікувально-трудовах, виховно-трудовах закладах та залучаються до трудової діяльності.

Добровільно, за письмовою заявою, від нещасного випадку можуть страхуватися священнослужителі, церковнослужителі та особи, які працюють у релігійних організаціях на виборних посадах; особи, що забезпечують себе роботою самостійно, суб'єкти підприємницької діяльності.

Метою діяльності служби страхових експертів є контроль за дотриманням законодавства про страхування від нещасного випадку, адекватності страхових виплат соціальних послуг, ступеню важливості страхової події, впровадження механізму економічної заінтересованості страхування у зниженні страхових

ризиків, впровадження і контроль виконання профілактичних програм на підприємствах зі шкідливими та небезпечними умовами праці, сприяння здійсненню заходів, спрямованих на запобігання нещасним випадкам, захист економічних інтересів Фонду соціального страхування від нещасних випадків на виробництві та професійних захворювань України застрахованих осіб при здійсненні страхових виплат.

Служба страхових експертів проводить експертизу страхових ризиків, страхових подій (випадків виробничих травм, професійних захворювань, отруєнь, смерті від професійного захворювання і смерті на робочому місці тощо).

Основними завданнями служби страхових експертів є:

- участь у розслідуванні групових нещасних випадків, нещасних випадків із смертельними наслідками та з можливою інвалідністю потерпілих, а також професійних захворювань і аналіз причин їх виникнення, а також у навчанні та підвищенні рівня знань спеціалістів, які вирішують питання з охорони праці;
- здійснення контролю за дотриманням термінів проведення періодичних та попередніх медичних оглядів на підприємствах страхувальників;
- участь в організації і виконанні наукових досліджень у сфері охорони та медицини праці;
- участь у розгляді спірних питань при встановленні зв'язку з умовами праці захворювання (визнання професійного захворювання), втрати професійної працездатності (у відсотках) працівників, які отримали професійне захворювання, трудове каліцтво та інше ушкодження здоров'я, пов'язане з виконанням професійних обов'язків;
- проведення моніторингу (обліку і систематизації) нещасних випадків і професійних захворювань на підприємствах страхувальників, оцінка достатності превентивних заходів, спрямованих на зниження ступеню їх ризику;
- участь у розробленні профілактичних заходів, механізмів їх реалізації та контроль за їх впровадженням на підприємствах страхувальників, внесення пропозицій щодо підвищення безпеки виробництва;

- надання виконавчій дирекції і правлінню Фонду щорічного аналітичного огляду стану виробничого травматизму та професійних захворювань;

- одержання та подання відповідних документів, що підтверджують права потерпілого або членів його сім'ї на страхові виплати, якщо застрахований або члени його сім'ї за станом здоров'я чи з інших причин не спроможні самі одержати документи.

Функції служби страхових експертів у процесі своєї діяльності:

- а) експертизу ризиків виникнення страхових випадків і заходів з їх профілактики на підприємствах страхувальників;

- б) перевірку відповідності страхових тарифів фактичному стану умов і безпеки праці, рівня виробничого травматизму та професійної захворюваності;

- в) прогнозування розвитку факторів ризику виникнення страхових випадків на підприємстві страхувальника;

- г) перевіряють стан профілактичної роботи на підприємствах щодо створення здорових та безпечних умов праці, а також забезпечення застрахованих осіб засобами індивідуального та колективного захисту; д) беруть участь у роботі комісій з випробувань та приймання в експлуатацію об'єктів виробничого призначення, засобів виробництва, засобів індивідуального та колективного захисту працюючих, апаратури та приладів контролю.

Страхові експерти мають право:

- безперешкодно і в будь-який час відвідувати підприємства з метою проведення перевірки або участі у роботі відповідних комісій з питань ОП та страхування від нещасного випадку;

- подавати роботодавцям пропозиції про усунення порушень вимог нормативно-правових актів з питань профілактики нещасних випадків на виробництві та професійних захворювань; - вносити роботодавцям подання, а органам виконавчої влади та державного нагляду за охороною праці пропозиції, щодо необхідних санкцій або притягнення до відповідальності посадових осіб, які

допустили ці порушення, а також про заборону подальшої експлуатації робочих місць, дільниць і цехів, робота яких загрожує здоров'ю або життю працівників;

– отримувати від посадових осіб і керівників підприємств страхувальників, установ та організацій пояснення щодо виявлених недоліків і заходів з їх усунення у разі, коли їх рівень призводить до підвищення витрат Фонду на відшкодування шкоди потерпілим і соціальні послуги; - брати участь у роботі комісій з питань охорони праці підприємств та у перевірці знань з охорони праці працівників підприємств.

5.3. Види небезпек та поняття потенційної небезпеки

Людська діяльність має численні форми, і в кожному випадку вона супроводжується певною небезпекою, що може спричинити негативні наслідки. Отже, можна стверджувати, що будь-яка діяльність має потенціал бути небезпечною.

Небезпека – це властивість матерії, здатна завдати шкоди окремим елементам Всесвіту. Для людини небезпека визначається як явище чи процес, які можуть мати несприятливі або навіть смертельні наслідки.

При виявленні небезпек слід дотримуватися принципу "все взаємопов'язано", тобто джерелом небезпеки може бути будь-який живий або неживий об'єкт, і вони самі можуть бути піддані небезпеці.

Ідентифікація небезпек – це процес виявлення та визначення кількісних, часових і просторових характеристик потенційних загроз. Під час цього процесу визначають:

- ймовірність виникнення небезпек;
- їх просторову локалізацію (координати);
- можливі матеріальні збитки.

Небезпеки можуть виникати в будь-яких сферах людської діяльності, і вони впливають на все навколишнє середовище. Загалом існує понад 150

різновидів небезпек, тому для їх аналізу та узагальнення необхідно проводити класифікацію.

Класифікація – це процес поділу об’єктів (елементів) на групи за певними ознаками.

Існують різні системи класифікації небезпек:

- За походженням: природні, техногенні, соціально-політичні та комбіновані.
- За локалізацією небезпеки можуть бути пов’язані з літосферою, гідросферою, атмосферою або космосом.
- Залежно від часу прояву негативних наслідків, небезпеки поділяються на імпульсивні та кумулятивні.
- За сферою прояву небезпеки бувають побутовими, дорожньо-транспортними, виробничими та спортивними.
- За характером завданої шкоди небезпеки класифікуються на соціальні, технічні, екологічні, групові та індивідуальні.
- За результатами впливу небезпеки можуть спричиняти травми, захворювання, пожежі, аварії та інші негативні наслідки.
- За типом впливу на людину небезпеки поділяються на активні та пасивні. Пасивні небезпеки активізуються завдяки енергії, яку приносить людина, наприклад, гострі нерухомі предмети або нерівні поверхні, по яких людина рухається.

Джерела небезпек та їх класифікація: За походженням небезпеки поділяються на 4 групи: міжнаціональні, етнічні, расові та релігійні.

1. Природні небезпеки – явища природи, природні об’єкти та стихійні лиха, які можуть заподіяти шкоду людині або загрожувати її життю чи здоров’ю, такі як сонячне та космічне випромінювання, небезпечні рослини.

2. Техногенні небезпеки – небезпеки, пов’язані з використанням транспортних засобів, експлуатацією обладнання, горючих і вибухонебезпечних матеріалів, електричної енергії, хімічних речовин, різних видів випромінювання (іонізуючого, електромагнітного, акустичного).

3. Соціально-політичні небезпеки – небезпеки, що виникають у соціальному середовищі. Соціальні джерела небезпек включають проблеми, пов'язані з низьким рівнем культури та духовності, бродяжництвом, проституцією, алкоголізмом, поганими житловими умовами, страйками, повстаннями, революціями та конфліктами. Політичні небезпеки виникають через міжнародні чи міждержавні конфлікти, духовне гноблення, тероризм, ідеологічні та міжпартійні суперечності, міжконфесійні конфлікти та війни.

Попри велику кількість природних, техногенних і соціально-політичних небезпек, найбільшу частину сучасних загроз складають комбіновані небезпеки – природно-техногенні, природно-соціальні та соціально-техногенні.

Комбіновані небезпеки виникають внаслідок антропогенної діяльності людини. Наприклад:

- Природно-техногенні небезпеки включають такі явища, як смог, кислотні дощі, пилові бурі, зниження родючості ґрунтів, утворення пустель та інші наслідки людської діяльності.

- Природно-соціальні небезпеки пов'язані з проблемами, такими як химерні етноси, наркоманія, епідемії інфекційних хвороб, венеричні захворювання, СНІД.

- Соціально-техногенні небезпеки охоплюють професійну захворюваність, травматизм, психічні розлади та захворювання, спричинені виробничою діяльністю, а також масові психічні розлади, що виникають через вплив засобів масової інформації або спеціальних технік, токсикоманію.

Важливо розуміти, що наявність джерела небезпеки не гарантує, що воно обов'язково призведе до шкоди чи пошкодження. Присутність джерела небезпеки свідчить лише про можливість виникнення небезпечної ситуації, яка може призвести до негативних наслідків. Реальну шкоду, матеріальні збитки, ушкодження здоров'я або навіть смерть спричиняє конкретний вражаючий фактор.

Вражаючі фактори – це елементи навколишнього середовища, які можуть завдати шкоди людині або її життєвим системам, призвести до матеріальних

збитків за певних умов. Залежно від наслідків їх впливу на організм людини, в охороні праці їх поділяють на шкідливі та небезпечні:

- Шкідливі фактори – це чинники, дія яких у певних умовах може призвести до захворювання або зниження працездатності (яка відновлюється після відпочинку).

- Небезпечні фактори – це чинники, що в певних умовах можуть спричинити травматичні ушкодження органів чи тканин.

Необхідно розуміти, що принципової різниці між небезпечними і шкідливими чинниками немає. Залежно від тривалості їх дії та рівня шкідливості, шкідливі фактори можуть стати небезпечними.

Основними ознаками небезпечних та шкідливих чинників є:

- Негативний вплив на організм людини;
- Ускладнення нормального функціонування людини;
- Перевищення допустимих меж експлуатаційної надійності технічних пристроїв.

Небезпечні та шкідливі фактори можна класифікувати на фізичні, хімічні, біологічні та психофізіологічні.

- Фізичні: рухомі машини та механізми, заготовки, конструкції, що можуть зазнати руйнування; обвали ґрунтів; запиленість і загазованість повітря в робочій зоні; аномальні температури матеріалів та робочих зон; шуми, вібрації тощо.

- Хімічні: кислоти, лікарські препарати, гази, пестициди, мінеральні добрива та інші хімічні речовини, дезінфекційні засоби.

- Біологічні: бактерії, віруси, отруйні комахи, змії, дикі та свійські тварини.

- Психофізіологічні: фізичні перевантаження (статичні та динамічні) і нервово-психічні стреси, зокрема розумове перенавантаження через монотонність праці чи емоційні стреси.

Часто небезпечні і шкідливі фактори можуть бути прихованими та проявлятися в умовах, які важко передбачити. Важливо також пам'ятати, що

одне джерело небезпеки може призводити до різних небезпечних ситуацій, що в свою чергу викликають різноманітні негативні наслідки.

Небезпечна ситуація – це, наприклад, природні умови, керування транспортом у нетверезому стані, порушення правил дорожнього руху чи технічні несправності автомобіля. Негативні наслідки можуть включати зіткнення, наїзд на людину, пошкодження транспортного засобу тощо.

Для того щоб виникла реальна небезпечна ситуація, повинна бути конкретна причина або умова, яка перетворює потенційну небезпеку на реальну. Логічним процесом розвитку небезпеки є тріада: "джерело небезпеки а – причина – негативні наслідки".

5.4. Класифікація механічних небезпек та їх вплив на організм людини

Небезпека у вигляді різноманітних негативних факторів може підстерігати нас майже в будь-якому місці. Навіть на, здавалося б, нешкідливих робочих місцях можна зіткнутися з шкідливим впливом комп'ютерів, тривалого сидіння і багатьох інших факторів. Однак у цій статті хотілося б зосередитися на шкідливих виробничих факторах, з якими люди стикаються на підприємствах.

На багатьох заводах і фабриках умови виробництва часто пов'язані з постійним негативним впливом на працівників. Шкідливі та небезпечні виробничі фактори тісно взаємопов'язані між собою. Виробничі шкідливі фактори (ВШФ) – це такі чинники, які при тривалому або короткочасному впливі на людину можуть призвести до погіршення її здоров'я або травм. У виробничих умовах, де такі фактори присутні, нещасні випадки трапляються досить часто.

ВШФ – це фактори, які, впливаючи на працівника, знижують його працездатність або спричиняють різні захворювання, які часто називають професійними хворобами. Варто зазначити, що межа між шкідливими та небезпечними факторами умовна. За певних умов шкідливі фактори можуть стати небезпечними. Наприклад, підвищена вологість — це шкідливі умови праці, які можуть призвести до захворювань дихальної системи. Однак якщо

людина працює з електричним струмом в таких умовах, це вже стає небезпечним, а не просто шкідливим.

Фактори на підприємствах можуть мати різне походження. Часто несприятливі умови праці виникають через недоліки в управлінні з боку керівництва. Це питання потребує особливої уваги з боку контролюючих органів. Сподіваємось, що більшість небезпечних факторів має природне походження, і людині необхідно вжити заходів, щоб зменшити їх вплив.

Усі шкідливі виробничі фактори поділяються на такі групи:

- Фізичні.
- Хімічні.
- Біологічні.
- Психофізіологічні, до яких відносяться важкі та напружені умови праці.

Не існує чіткої межі між шкідливими та небезпечними факторами, вона завжди умовна і може бути порушена в будь-який момент.

На виробництвах завжди присутні технологічні процеси та обладнання, що є джерелом виділення виробничих шкідливих факторів (ВШФ). До таких процесів можна віднести:

- Очищення деталей за допомогою хімічних засобів.
- Фарбування устаткування.
- Зварювальні роботи.
- Нанесення антикорозійних покриттів.
- Обробка або переробка металів.

Під час виконання цих процесів неминуче виділяються шкідливі речовини, але їх збільшене утворення зазвичай пов'язано з порушенням технологій або недбалістю їх використання.

У багатьох випадках уникнути впливу певних факторів на виробництві неможливо. До них належать:

- Висока температура, вологість і випромінювання.

- Електромагнітні поля.
- Лазерне та ультразвукове випромінювання.
- Вібрація.
- Сильний шум.
- Освітлення, яке може бути або надмірно інтенсивним, або недостатнім, що однаково шкідливо для зору.
- Вплив пилу і аерозолів.
- Заряджене повітря.
- Працюючі частини обладнання.

Кожен з цих факторів, на перший погляд, не є значною загрозою для здоров'я при короткочасному впливі. Проте, коли працівник знаходиться під їх дією тривалий час, а іноді відразу від декількох факторів одночасно, їх негативний ефект стає помітним.

На підприємствах, де працюють верстати та інше обладнання, шум є неминучим. Техніка видає гучні звуки, інтенсивність яких може змінюватися. Якщо людина регулярно піддається такому впливу, це негативно позначається на її здоров'ї: виникає головний біль, підвищується тиск, знижується слух. Згодом це може призвести до зниження працездатності, появи втоми, погіршення уваги та навіть до нещасних випадків. Керівники підприємств повинні дбати про захист своїх працівників від негативного впливу шуму. Для цього можна використовувати:

- Глушники шуму.
- Індивідуальні засоби захисту, такі як навушники, беруші або шоломи.
- Звукоізоляцію галасливих місць за допомогою захисних кожухів або кабінки.
- Оздоблення приміщень звукопоглинальними матеріалами.

Ці заходи сприятимуть створенню більш комфортних умов для працівників.

Вплив вібрації та її усунення. Вібрація є одним із шкідливих виробничих факторів. Її можна класифікувати за кількома ознаками:

- За способом передачі: загальна і локальна.
- За напрямком: вертикальна і горизонтальна.
- За тривалістю впливу: тимчасова і постійна.

Постійна вібрація негативно впливає не тільки на нервову систему, але й на опорно-рухову систему та аналізатори. Працівники, що працюють у таких умовах, часто скаржаться на головний біль, запаморочення та заколисування. Якщо додати вплив інших факторів, таких як вологість, висока температура чи шум, шкідливий ефект вібрації посилюється. Для зменшення її впливу можна застосувати наступні заходи:

- Замінити обладнання на більш технологічне.
- Використовувати м'які покриття для вібруючих частин обладнання.
- Встановлювати агрегати на ґрунтовний фундамент.

Хімічні шкідливі фактори. Шкідливі та небезпечні хімічні фактори можна класифікувати за кількома ознаками:

1. За впливом на організм людини:
 - Токсичні – негативно впливають на весь організм (наприклад, чадний газ, ртуть, свинець).
 - Дратівливі – спричиняють подразнення слизових оболонок (ацетон, хлор, оксиди азоту).
 - Канцерогенні – можуть призводити до розвитку ракових клітин (оксиди хрому, берилій).
 - Алергенні – викликають алергічні реакції.
 - Мутагенні – змінюють ДНК клітин.
 - Репродуктивні – впливають на репродуктивну функцію.
2. За способом надходження в організм:
 - Через дихальну систему.
 - Через шлунково-кишковий тракт.

- Через шкіру та слизові оболонки.

Ці шкідливі фактори можуть мати різний ступінь небезпеки:

- Надзвичайно небезпечні.
- Високий ступінь небезпеки.
- Помірно небезпечні.
- Малонебезпечні.

На підприємствах, де ефективно використовуються засоби захисту, вплив небезпечних речовин на працівників значно знижується.

Психофізіологічні фактори. До психофізіологічних факторів належать важкість умов праці та їх напруженість. Важка праця передбачає:

- Великі навантаження на опорно-рухову, серцево-судинну та дихальну системи.
- Статичні навантаження.
- Частоту повторення однакових рухів.
- Вага вантажів, які потрібно піднімати.
- Пози працівника під час виконання роботи.

Напруженість роботи визначається навантаженням на нервову систему та органи почуттів. Це включає тривалу розумову діяльність, монотонність завдань, емоційне перенавантаження. Усі ці фактори є шкідливими для працівників, і більшість з них можна зустріти в будь-яких умовах праці.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У першому розділі особлива увага була приділена аналізу геометричних особливостей параболічних дзеркал, а також впливу їх профілю на ефективність роботи антени. Крім того, вивчені технічні підходи до зміни напрямку випромінювання за допомогою зміщення опромінювача та вплив різних типів опромінювачів на характеристики антени.

Другий розділ присвячений методам розрахунку діаграми направленості дзеркальних антен та оптимізації великих дзеркальних антен. Окремо розглянуті методи визначення струмів на провідних елементах антени, а також електромагнітного поля, що створюється антеною. Визначені основні методи покращення параметрів великих дзеркальних антен.

У третьому розділі детально описано спрощений метод аналізу характеристик випромінювання для параболічних антен із розфокусованим живленням у системі, що дозволяє точно прогнозувати характеристики антени при різних умовах експлуатації.

Четвертий розділ включає в себе розрахунок дзеркальної антени, де представлені обґрунтування вибору опромінювача, його діаграма спрямованості та оптимальні параметри параболоїда. Також було проведено розрахунок фокусної відстані, профілю параболи, діаметра антени, поля в розкритті антени, коефіцієнта використання поверхні та коефіцієнта корисної дії.

Загалом, виконані дослідження дозволяють значно підвищити ефективність роботи параболічних антен, враховуючи важливі технічні характеристики та оптимізацію їх параметрів для досягнення високої продуктивності систем.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Wild, T.; Braun, V.; Viswanathan, H. Joint design of communication and sensing for beyond 5G and 6G systems. *IEEE Access* 2021, 9, 30845–30857. [Google Scholar] [CrossRef]
- 2 Hasch, J.; Topak, E.; Schnabel, R.; Zwick, T.; Weigel, R.; Waldschmidt, C. Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 GHz frequency band. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2012, 60, 845–860. [Google Scholar] [CrossRef]
- 3 Briqech, Z.; Gupta, S.; Beltayib, A.; Elboushi, A.; Sebak, A.-R.; Denidni, T.A. 57–64 GHz imaging/detection sensor–part I: System setup and experimental evaluations. *IEEE Sens. J.* 2020, 20, 10824–10832. [Google Scholar] [CrossRef]
- 4 Nandi, U.; Zaman, A.U.; Vosoogh, A.; Yang, J. Novel millimeter wave transition from microstrip line to groove gap waveguide for MMIC packaging and antenna integration. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 2017, 27, 691–693. [Google Scholar] [CrossRef]
- 5 Lee, G.H.; Lee, J.S.; Kim, D.H.; Nashuha, S.H.; Kim, M.J.; Min, B.C.; Lee, J.H.; Lee, W.C.; Yun, G.S.; Kim, T.G.; et al. W-Band modular antenna/detector array for the electron cyclotron emission imaging system in KSTAR. *Appl. Sci.* 2022, 12, 2431. [Google Scholar] [CrossRef]
- 6 Ghassemi, N.; Wu, K.; Claude, S.; Zhang, X.; Bornemann, J. Low-cost and high-efficient W-Band substrate integrated waveguide antenna array made of printed circuit board process. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2012, 60, 1648–1653. [Google Scholar] [CrossRef]
- 7 Nguyen, B.D.; Lanteri, J.; Dauvignac, J.-Y.; Pichot, C.; Migliaccio, C. 94 GHz folded Fresnel reflector using C-patch elements. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2008, 56, 3373–3381. [Google Scholar] [CrossRef]
- 8 Mishra, G.; Sharma, S.K.; Chieh, J.-C.S. A circular polarized feed horn with inbuilt polarizer for offset reflector antenna for W-Band cubesat applications. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2019, 67, 1904–1909. [Google Scholar] [CrossRef]

- 9 Mishra, G.; Castro, A.T.; Sharma, S.K.; Chieh, J.-C.S. W-band feed horn with polarizer structure for an offset reflector antenna for cubesat applications. In Proceedings of the 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, USA, 9–14 July 2017; pp. 557–558. [Google Scholar] [CrossRef]
- 10 Zheng, P.; Hu, B.; Xu, S.; Sun, H. A W-band high-aperture-efficiency multipolarized monopulse cassegrain antenna fed by phased microstrip patch quad. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2017, 16, 1609–1613. [Google Scholar] [CrossRef]
- 11 Chen, Q.; Li, L.; Zhang, Y.; Fan, Y.; Yang, J. Design of W-band passive millimeter wave imaging system. In Proceedings of the 2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings, Kaohsiung, Taiwan, 4–7 December 2012; pp. 1025–1027. [Google Scholar] [CrossRef]
- 12 Spence, T.; Cooley, M.; Stenger, P.; Park, R.; Li, L.; Racette, P.; Heymsfield, G.; Mclinden, M. Concept design of a multi-band shared aperture reflectarray/reflector antenna. In Proceedings of the 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 18–21 October 2016; pp. 1–6. [Google Scholar] [CrossRef]
- 13 Harrington, R.F. *Field Computation by Moment Method*; Macmillan: New York, NY, USA, 1968; ISBN 978-047-054-463-1. [Google Scholar]
- 14 Jin, J.-M. *The Finite Element Method in Electromagnetics*, 3rd ed.; Wiley-IEEE Press: Hoboken, NJ, USA, 2014; ISBN 978-1-118-57136-1. [Google Scholar]
- 15 Taflove, A.; Hagness, S.C. *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, 3rd ed.; Artech House: Boston, MA, USA, 2005; ISBN 978-158-053-832-9. [Google Scholar]
- 16 Ames, W.F. *Numerical Methods for Partial Differential Equations*, 2nd ed.; Academic Press: Cambridge, MA, USA, 1977; ISBN 978-012-056-760-7. [Google Scholar]

- 17 Weiland, T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields. *Arch. Elektron. Uebertragungstechnik* 1997, 31, 116–120. [Google Scholar]
- 18 Deschamps, G.A. Ray techniques in electromagnetics. *Proc. IEEE* 1972, 60, 1022–1035. [Google Scholar] [CrossRef]
- 19 Luneburg, R.K. *Mathematical Theory of Optics*; University of California Press: Berkeley, CA, USA, 1966. [Google Scholar]
- 20 Lorenzo, J.A.M.; Pino, A.G.; Vega, I.; Arias, M.; Rubinos, O. ICARA: Induced-current analysis of reflector antennas. *IEEE Antennas Propag. Mag.* 2005, 47, 92–100. [Google Scholar] [CrossRef]
- 21 Bennett, C.A. *Principles of Physical Optics*; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2022. [Google Scholar]
- 22 Arias-Acuña, M.; García-Pino, A.; Rubiños-López, O. Fast far field computation of single and dual reflector antennas. *J. Eng.* 2013, 2013, 140254. [Google Scholar] [CrossRef]
- 23 Rahmat-Samii, Y. A comparison between GO/aperture-field and physical-optics methods of offset reflectors. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1984, 32, 301–306. [Google Scholar] [CrossRef]
- 24 Huang, J.; Zhou, J.; Deng, Y. Near-to-far field RCS calculation using correction optimization technique. *Electronics* 2023, 12, 2711. [Google Scholar] [CrossRef]
- 25 Keller, J.B. Geometrical Theory of Diffraction. *J. Opt. Soc. Am.* 1962, 52, 116–130. [Google Scholar] [CrossRef] [PubMed]
- 26 Ufimtsev, P.Y. *Fundamentals of the Physical Theory of Diffraction*; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2014; ISBN 978-1-118-75366-8. [Google Scholar]
- 27 Wang, Y.; Pang, C.; Wang, Q.; Mu, Y.; Cheng, Y.; Qi, J. Phase-only compact radiation-type metasurfaces for customized far-field manipulation. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2023, 71, 4119–4128. [Google Scholar] [CrossRef]

28 Chu, H.; Qi, J.; Qiu, J. Dipole-based wavelet superposition for accurate design and analysis of metasurface. *IEEE Photonics J.* 2020, 12, 4601312. [Google Scholar] [CrossRef]

29 Berry, D.; Malech, R.; Kennedy, W. The reflectarray antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1963, 11, 645–651. [Google Scholar] [CrossRef]

30 Orfanidis, S.J. *Electromagnetic Waves and Antennas*. Available online: <https://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/> (accessed on 7 February 2024).

31 Balanis, C.A. *Advanced Electromagnetics*; Wiley: Hoboken, NJ, USA, 2012; ISBN 9780470589489. [Google Scholar]

32 Balanis, C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed.; Wiley: Hoboken, NJ, USA, 2016; ISBN 9781118642061. [Google Scholar]

33 Химич Г. П. Супутникові системи телекомунікацій на основі технологій 4g - 5g / Г. П. Химич, В. Л. Дунець // Матеріали міжнародної наукової конференції „Іван Пулюй: життя в ім'я науки та України“ (до 175-ліття від дня народження), 28-30 вересня 2020 року. — Т. : ФОП Паляниця В. А., 2020. — С. 106–107. — (Важливі аспекти практичного застосування здобутків сучасної науки і новітніх технологій).

34 Жидецький В.Ц. Основи охорони праці / Жидецький В.Ц., Джигирей В.С., Мельников О.В. – Львів: Афіша, 2000.

ДОДАТКИ

Додаток А

Діапазони частот згідно класифікації ІЕЕЕ

Діапазони частот		
Назва	Частотний діапазон, ГГц	
Назва діапазону	Діапазон частот РЛС	Діапазон частот в супутниковому зв'язку
L	1,0 – 2,0	
S	2,0 – 4,0	
C	4,0 – 8,0	4,0 – 7,0
X	8,0 – 12,0	7,0 – 10,7
Ku	12,0 – 18,0	10,7 – 18,0
K	18,0 – 26,5	18,3 – 20,2; 27,5 – 31,5
Ka	26,5 – 40,0	

Додаток Б

МОДЕРНІЗАЦІЯ РАДІОРЕЛЕЙНИХ АНТЕН НВЧ ДІАПАЗОНУ

Науковий керівник: ст. викладач кафедри РТ Химич Г.П.

Ternopil Ivan Pu`luj National Technical University

MODERNIZATION OF RADIO RELAY ANTENNAS SHF BAND

Supervisor: senior lecturer of the department of RT Khymych G.P.

Ключові слова: НВЧ діапазон, антена, радіорелейний зв'язок, КСХн

Keywords: SHF band, antenna, radiorelay communications, VSWR

У даній роботі представлені результати модернізації опромінюючої частини антени та НВЧ тракту радіорелейної двохдзеркальної симетричної антени (діаметр рефлектору 1,75м) з еліптичним субрефлектором. Даний тип антен використовується для створення радіорелейного зв'язку з передачі цифрового інформаційного потоку (телебачення, телефонія) на великі відстані і швидкістю (трафіком) понад 600Мбіт/сек. Результати вимірів КСХн та поляризаційної розв'язки показано на діаграмах. Модернізація виконувалась та вимірювались характеристики двох зразків.

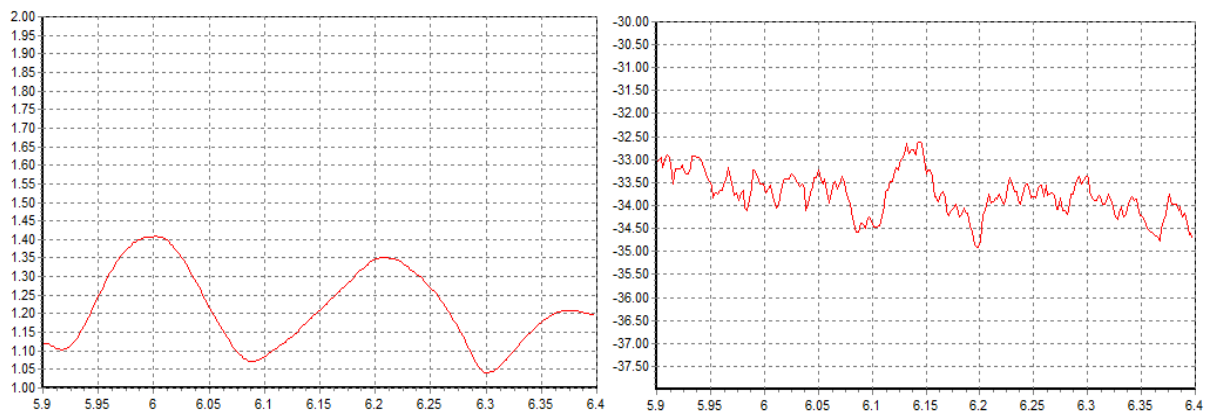


Рис.1 Результати вимірів КСХн та поляризаційної розв'язки 1

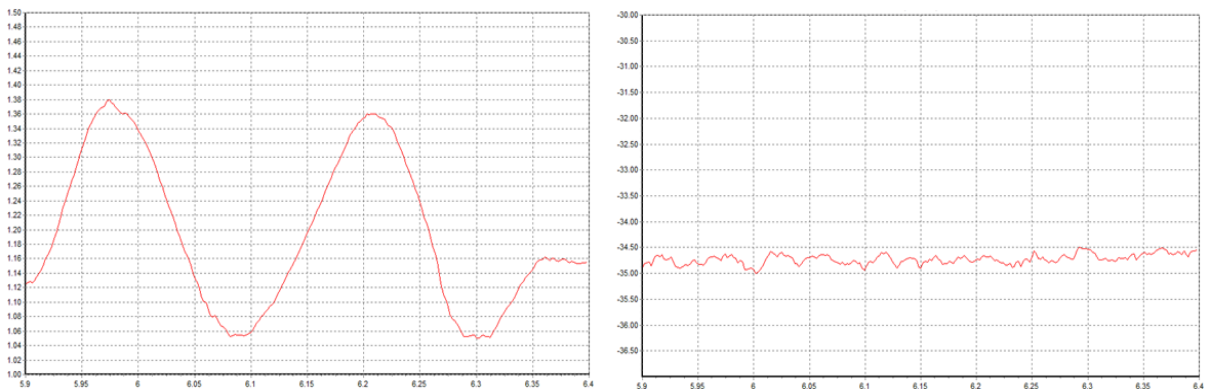


Рис.2 Результати вимірів КСХн та поляризаційної розв'язки 2