

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вишого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ В ПЕРЕДАВАЛЬНОМУ ТА ПРИЙМАЛЬНОМУ РЕЖИМАХ ЦИЛІНДРИЧНОЇ РУПОРНОЇ АНТЕНИ»

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

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Попенко А.А.
(прізвище та ініціали)

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

 Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2025 р.

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

 Михалевський Д.В.
(прізвище та ініціали)

« 15 » 12 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 10 » 12 2025 р.

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2025 року

З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Попенку Андрію Андрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени»

керівник роботи д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС Семенов А.О.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

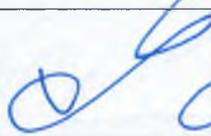
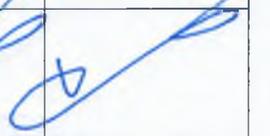
2. Строк подання студентом роботи 12.12.2025р.

3. Вихідні дані до роботи: Робоча частота 10 ГГц; діапазон робочих частот 9,25 – 10,75 ГГц; коефіцієнт підсилення циліндричної рупорної антени не менше 17,25 дБі; коефіцієнт зворотних втрат у робочому діапазоні частот не вище -27,5 дБ; коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі не більше 1,1; хвильовий опір 50 Ом.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз сучасного стану циліндричних рупорних антен. теорія конічних рупорних антен. Комп'ютерне проектування та модельне дослідження циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS. Модельне дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Геометрія круглої рупорної антени. Геометрія круглої рупорної антени з інтегрованою діелектричною лінзою. Нормовані амплітудні діаграми спрямованості конічного рупора. Графік S11 пропонованої лінійної профільованої гофрованої рупорної антени. Графіки коефіцієнтів підсилення гофрованого рупора. Синтезована конструкція оптимальної циліндричної рупорної антени. Діаграми випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною. Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени.

6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання 16.09.2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

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

Студент


(підпис)

Попенко А.А.

Керівник роботи


(підпис)

Семенов А.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Попенко А.А. Дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма - Радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2025. 111 с.

На українській мові. Бібліогр.: 45 назв; Табл. 13; Рис. 31 .

Магістерська кваліфікаційна робота присвячена дослідженню електродинамічних процесів, що визначають особливості поширення радіохвиль у передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени. У роботі проведено комплексне моделювання та теоретичний аналіз електромагнітних хвиль у хвилеводній секції та рупорному розширенні антени. Розглянуті умови збудження основних типів хвиль, їх взаємодія з геометричними параметрами структури та вплив цих процесів на характеристики випромінювання, включаючи коефіцієнт спрямованості, амплітудно-фазовий розподіл у апертурі та рівень бічних пелюсток. Особлива увага приділена порівнянню режимів передавання та приймання, що дозволяє оцінити симетрію електродинамічних процесів згідно з принципом взаємності. Виконане чисельне моделювання електромагнітних полів із використанням сучасного пакету програм HFSS ANSYS, що дало змогу отримати просторові розподіли поля, дослідити вплив частотного діапазону та конструктивних параметрів на ефективність антени. Також у роботі здійснені розрахунки економічної частини.

Ключові слова: циліндрична рупорна антена, електродинамічні процеси, поширення радіохвиль, передавальний режим, приймальний режим, апертурні випромінювачі, чисельне моделювання.

ABSTRACT

Popenko A.A. Research on electrodynamic processes of radio wave propagation in transmission and reception modes of a cylindrical horn antenna. Master's thesis in the field of 172 – Electronic Communications and Radio-Frequency Engineering, educational program – Radio-Frequency Engineering. Vinnytsia: VNTU, 2025. 111 p.

In Ukrainian. Bibliography: 45 titles; Tables: 13; Figures: 31 .

The master's thesis is devoted to the study of electrodynamic processes that determine the peculiarities of radio wave propagation in the transmission and reception modes of a cylindrical horn antenna. The work includes comprehensive modelling and theoretical analysis of electromagnetic waves in the waveguide section and horn extension of the antenna. The conditions for excitation of the main types of waves, their interaction with the geometric parameters of the structure, and the influence of these processes on the radiation characteristics, including the directivity coefficient, amplitude-phase distribution in the aperture, and the level of side lobes, are considered. Particular attention is paid to the comparison of transmission and reception modes, which allows the symmetry of electrodynamic processes to be evaluated according to the principle of reciprocity. Numerical modelling of electromagnetic fields was performed using the modern HFSS ANSYS software package, which made it possible to obtain spatial field distributions and investigate the influence of the frequency range and design parameters on the antenna efficiency. The economic part of the work has also been calculated.

Keywords: cylindrical horn antenna, electrodynamic processes, radio wave propagation, transmission mode, reception mode, aperture radiators, numerical modelling.

ЗМІСТ

ВСТУП		8
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ЦИЛІНДРИЧНИХ РУПОРНИХ АНТЕН		12
1.1 Аналіз останніх досліджень за тематикою дослідження		12
1.2 Покращення характеристик циліндричних антен із використанням діелектричних лінз		15
1.3 Конструкції діелектричних лінз для циліндричних рупорних антен		19
1.4 Висновки до розділу		22
2 ТЕОРІЯ КОНІЧНИХ РУПОРНИХ АНТЕН		24
2.1 Конічна рупорна антена класичної форми		24
2.2 Гофровані рупорні антени		31
2.3 Практичні конструкції гофрованих циліндричних рупорних антен		39
2.4 Узгоджені до апертури циліндричні рупори		49
2.5 Практична конструкція рупора з апертурним узгодженням у Х-діапазоні з оптимізацією заднього пелюстка та рівня перехресної поляризації		55
2.6 Висновки до розділу		59
3 КОМП'ЮТЕРНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИЛІНДРИЧНОЇ РУПОРНОЇ АНТЕНИ В ПАКЕТІ ПРОГРАМ ANSYS HFSS		61
3.1 Синтез конструкції оптимальної циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS и		61
3.2 Модельне дослідження спрямованих властивостей оптимальної циліндричної рупорної антени 10 ГГц		64
3.3 Дослідження хвильових характеристик оптимальної циліндричної рупорної антени 10 ГГц		67
3.4 Синтез гофрованої циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS на частоту 10,4 ГГц		68
3.5 Модельне дослідження спрямованих властивостей гофрованої циліндричної рупорної антени 10,4 ГГц.....		70
3.6 Висновки до розділу.....		73
4 МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ В ПЕРЕДАВАЛЬНОМУ ТА ПРИЙМАЛЬНОМУ РЕЖИМАХ ЦИЛІНДРИЧНОЇ РУПОРНОЇ АНТЕНИ		75
4.1 Модельне дослідження електродинамічних процесів поширення		

	радіохвиль в передавальному режимі циліндричної рупорної антени	75
4.2	Модельне дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в приймальному режимі циліндричної рупорної антени.....	77
4.3	Висновки до розділу.....	81
5	ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	84
5.1	Технологічний аудит результатів дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени	84
5.2	Розрахунок витрат на проведення досліджень	88
5.3	Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки	93
	ВИСНОВКИ.....	98
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	100
	Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	105
	Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	107

ВСТУП

Актуальність теми.

Актуальність тематики зумовлена зростаючими вимогами до ефективності антенних систем у сучасних телекомунікаційних, радіотехнічних та радіолокаційних комплексах, де стабільність, спрямованість та мінімізація втрат енергії є ключовими параметрами. Циліндричні рупорні антени, як один із поширених типів апертурних випромінювачів, потребують глибокого аналізу внутрішніх процесів формування та прийому електромагнітного поля, що забезпечує підвищення їх продуктивності.

Циліндричні рупорні антени займають важливе місце серед антенних випромінювачів мікрохвильового діапазону, поєднуючи простоту конструкції з можливістю формування спрямованих діаграм випромінювання та достатньо високим коефіцієнтом підсилення. Їх базові характеристики значною мірою визначаються геометрією рупора, формою апертури та характером розподілу електромагнітного поля в ній.

Класична конічна форма рупора може розглядатися як вихідна конфігурація, від якої еволюціонують більш складні та ефективні структури. Гофровані рупорні антени є прикладом інженерного підходу до керування модовою структурою хвильового поля. Загальною закономірністю, що простежується для конічних рупорних антен, є поступовий перехід від простих геометричних рішень до структур із керованими електромагнітними властивостями. Сучасні рупорні антени все більше розглядаються не просто як пасивні направляючі структури, а як елементи зі спеціально синтезованим електромагнітним середовищем, у якому форма профілю, глибина та період гофрів, а також спосіб апертурного узгодження визначають кінцеві характеристики випромінювання.

Аналіз останніх досліджень

Циліндричні рупорні антени широко використовуються в багатьох галузях, таких як супутниковий зв'язок, радіолокація та радіоастрономія [1],

завдяки своїй широкій смузі пропускання, симетричній діаграмі спрямованості та зменшенню невідповідності поляризації [2]. Робочий діапазон рупорних антен був розширений до міліметрового (MMW) [3 - 5] і навіть терагерцового (THz) діапазонів [6 - 9]. Також було запропоновано багато рупорних антен, що працюють у двох діапазонах.

У статті [1] розглянуто питання моделювання пристрою рупорної антени діапазону частот 8-12 ГГц, що використовується в радіолокаційних та супутникових радіозв'язкових системах, проведено його аналіз та досліджено області застосування. Досліджувана рупорна антена працює в діапазоні мікрохвильових частот та має просту конструкцію, яка ефективно працює. Розроблено конструктивні моделі досліджуваної рупорної антени в площинах H та E, а також проведено математичне моделювання.

Проте, незважаючи на значну кількість робіт, недостатньо розкритими залишаються питання порівняння електродинамічних процесів саме у циліндричних рупорних антенах у передавальному та приймальному режимах, а також комплексний аналіз амплітудно-фазових характеристик поля у апертурі для обох режимів одночасно. Саме тому тема магістерської роботи є актуальною та спрямованою на заповнення наявних наукових прогалин.

Мета, об'єкт і предмет дослідження.

Метою роботи є дослідити електродинамічні процеси поширення радіохвиль у передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени та визначити вплив конструктивних і частотних параметрів на її робочі характеристики з метою оптимізації ефективності випромінювання та приймання.

Об'єктом дослідження є процеси формування, поширення та приймання електромагнітних хвиль у циліндричній рупорній антені.

Предметом дослідження є електродинамічні характеристики рупорної антени, зокрема просторові розподіли електромагнітного поля, умови

збудження хвиль та параметри випромінювання у передавальному і приймальному режимах.

Завдання дослідження:

1. Проаналізувати теоретичні основи поширення електромагнітних хвиль у рупорних антенах та принцип взаємності.
2. Дослідити особливості збудження і поширення хвиль у хвилеводній частині та рупорному розширенні антени.
3. Виконати чисельне моделювання електромагнітних полів у циліндричній рупорній антені для різних конструктивних параметрів.
4. Визначити вплив частоти, геометрії та режиму роботи на характеристики випромінювання та приймання.
5. Порівняти результати для передавального та приймального режимів і проаналізувати їх симетрію.
6. Розробити рекомендації щодо конструкції циліндричної рупорної антени для підвищення її ефективності.
7. Виконати розрахунки економічної частини.

У роботі були використані такі методи дослідження:

- Аналіз та узагальнення науково-технічної літератури з теорії електромагнітних хвиль, антен та хвилеводних систем.
- Теоретичне моделювання електродинамічних процесів у хвилеводній та рупорній частинах антени.
- Методи математичного аналізу та електродинаміки для виведення та дослідження характеристик поля.
- Чисельне моделювання на основі методів скінченних елементів (FEM), методу скінченних різниць у часовій області (FDTD) або подібних.
- Комп'ютерне моделювання в спеціалізованих САПР (наприклад, CST, HFSS, FEKO) для отримання просторових розподілів полів та параметрів випромінювання.
- Методи аналізу характеристик антен (КНД, КСХН, діаграми спрямованості, фазові та амплітудні розподіли).

- Порівняльний аналіз передавального та приймального режимів на основі принципу взаємності.

Новизна одержаних результатів

Теоретична новизна:

- 1) Уточнено та поглиблено електродинамічну модель поширення радіохвиль у циліндричній рупорній антені з урахуванням просторових особливостей збудження хвиль у хвилеводі та їх трансформації в апертурі.
- 2) Отримано нові дані щодо впливу геометричних параметрів рупорного розширення на формування амплітудно-фазового розподілу поля в апертурі, що дозволяє точніше описати механізми формування діаграми спрямованості.
- 3) Удосконалено підхід до порівняння електродинамічних процесів у передавальному та приймальному режимах з використанням принципу взаємності, що дало змогу виявити особливості симетрії та асиметрії поля в реальних умовах.

Практична новизна:

- 1) Розроблено рекомендації щодо оптимізації конструкції циліндричної рупорної антени, що дозволяють підвищити коефіцієнт спрямованості та зменшити рівень бічних пелюсток.
- 2) Показано ефективність використання сучасної САПР HFSS ANSYS для аналізу та прогнозування характеристик рупорних антен, що може бути впроваджено у практику проектування антенних систем.
- 3) Визначено оптимальні параметри циліндричного рупора для роботи у визначеному частотному діапазоні, що дає можливість покращити характеристики як випромінювання, так і приймання.

Публікації

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

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ЦИЛІНДРИЧНИХ РУПОРНИХ АНТЕН

1.1 Аналіз останніх досліджень за тематикою дослідження

У статті [1] розглянуто питання моделювання пристрою рупорної антени діапазону частот 8-12 ГГц, що використовується в радіолокаційних та супутникових радіозв'язкових системах, проведено його аналіз та досліджено області застосування. Досліджувана рупорна антена працює в діапазоні мікрохвильових частот та має просту конструкцію, яка ефективно працює. Розроблено конструктивні моделі досліджуваної рупорної антени в площинах Н та Е, а також проведено математичне моделювання. Як матеріал антени використано алюміній. Проведено S-параметричний аналіз для оцінки сумісності антени з лінією живлення та втрат енергії. Встановлено частотну залежність коефіцієнта відбиття. Побудовано 2D та 3D моделі діаграми спрямованості змодельованої рупорної антени. Показано відмінність та переваги розробленої антени від інших антен. Визначено, що змодельована рупорна антена має широкий діапазон частот і водночас простішу конструкцію. Показано відмінності між діаграмами спрямованості пірамідальної антени з квадратним отвором в площинах Е та Н. Визначено математичні моделі рупорних антен, такі як коефіцієнт використання поверхні антени, діаграми спрямованості антени з великими фазовими похибками, ширина діаграми спрямованості на рівні половинної потужності та визначено способи зниження рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості антени. Збільшено коефіцієнт підсилення гучномовних антен, покращено спрямованість, розширено робочий діапазон частот та вирішено питання хорошого узгодження з хвилеводами.

У сучасній антенно-радіотехнічній науці дослідження рупорних антен посідають важливе місце завдяки їх широкому застосуванню в системах супутникового, радіолокаційного, телекомунікаційного та міліметрового

зв'язку. Значна увага приділяється вивченню електродинамічних процесів поширення хвиль у рупорних структурах, оскільки ці процеси безпосередньо визначають амплітудно-фазові характеристики поля в апертурі, коефіцієнт спрямованості, рівень бічних пелюсток та ефективність передавання й приймання сигналів. В останні десятиліття з'явилася значна кількість досліджень, що поглиблюють розуміння функціонування рупорних антен і пропонують нові конструктивні підходи.

Важливий внесок у вдосконалення рупорних антен зроблено у роботі Teniente et al. [2], де запропоновані оптимальні профілі рупорів із горизонтальними та вертикальними корругаціями, що дозволяють значно покращити характеристики випромінювання в системах супутникового зв'язку. Автори показали взаємозв'язок між геометричними параметрами корругованої поверхні та формуванням низькорівневих бічних пелюсток, що є ключовим фактором для високоточних антенних систем.

Іншим підходом до покращення діаграм спрямованості стало застосування «choked» і Gaussian-профілів рупорів, описаних у роботі Teniente et al. [3]. Дослідники показали, що поєднання цих профілів забезпечує високий КНД при одночасному зменшенні рівня паразитних випромінювань, що робить такі антени перспективними для компактних систем із високими вимогами до чистоти діаграми спрямованості.

Проблематика широкосмуговості рупорів активно розглядається у публікації McElhinney et al. [4], де представлена конструкція широкосмугового корругованого рупора для W-діапазону. Автори довели, що використання багаторівневих корругацій та уточненого профілю розкриву забезпечує стабільність діаграми спрямованості та мінімальні втрати у широкому частотному діапазоні, що особливо важливо для міліметрового діапазону та систем радіолокації.

Питання інтеграції рупорних антен у компактні багат шарові структури було досліджено Tajima et al. [5], які розробили ступінчасті корруговані рупори, вбудовані в LTCC-технологію. Отримані результати демонструють

можливість формування високоякісного випромінювання на частотах близько 300 ГГц у мініатюрних конструкціях, що підтверджує універсальність принципів електродинаміки рупорних антен у субтерагерцовому діапазоні.

Актуальним напрямом є дослідження поляризаційних властивостей рупорних антен. У роботі Xiao et al. [6] запропоновано конструкцію широкосмугового конічного корругованого рупора зі вставленим діелектричним поляризатором. Автори показали ефективне формування кругової поляризації та збереження високого КНД, що має практичне значення для супутникових та телекомунікаційних систем.

Проблематика передавання імпульсних електромагнітних сигналів у рупорних антенах розглянута у праці Fedorov et al. [7]. У роботі показано ефективність TEM-рупорів для генерації та приймання надпотужних коротких імпульсів. Результати демонструють важливість дослідження електродинамічних процесів у широкосмугових режимах, що має відношення до задач інтенсивного імпульсного випромінювання та сенсорики.

Класичні моделі випромінювання рупорних антен переосмислені Green [8], який проаналізував формування діаграми спрямованості конічного рупора на основі уточненої моделі просторового розподілу поля. Ця робота залишається фундаментальною завдяки строгому опису механізмів перетворення хвильоводних мод в апертурне випромінювання.

Окремої уваги заслуговують дослідження рупорних антен у приймальному режимі. У роботі Ali & Park [9] рупорні антени розглядаються як сенсори електромагнітного поля. Автори застосували FDTD-метод для визначення антенних коефіцієнтів та ефективної площі приймання, що робить цю публікацію однією з ключових для вивчення симетрії процесів передавання та приймання.

Заслуговує уваги і дослідження Yang et al. [10], у якому запропоновано нанорупорні антени, що працюють на принципах плазмонних хвиль. Хоча ці структури призначені для оптичного діапазону, сама концепція трансформації хвиль у сужених та розширених каналах підтверджує універсальність

електродинамічних принципів, характерних і для макромасштабних рупорних антен.

Узагальнюючи все вище перераховане, слід зазначити, що сучасні дослідження спрямовані на поглиблений аналіз впливу геометрії, матеріалів, коругацій та частотних параметрів на характеристики рупорних антен.

1.2 Покращення характеристик циліндричних антен із використанням діелектричних лінз

Звичайні рупорні антени цінуються за свої характеристики спрямованого випромінювання, відносно високий коефіцієнт посилення та простоту конструкції [6, 7]. Однак ці антени демонструють суттєво розбіжні діаграми спрямованості, особливо в ближній зоні, що обмежує їхню корисність для сфокусованої подачі енергії на певних відстанях [7, 8]. Інтеграція діелектричних лінз пропонує практичне рішення для налаштування хвильових фронтів та покращення можливостей фокусування в ближній зоні [9, 10].

Конструкція радіочастотних лінз адаптує принципи класичної оптики, включаючи закон Снелліуса та формулу виробника лінз [11]. У мікрохвильовому спектрі (1–30 ГГц) такі матеріали, як політетрафторетилен (ПТФЕ), мають переваги завдяки низьким тангенсам кутів втрат та стабільним діелектричним властивостям [12, 13]. Правильно розроблені діелектричні лінзи можуть маніпулювати фазами електромагнітного хвильового фронту для досягнення конвергенції енергії в заздалегідь визначених фокальних точках [14, 15].

Комерційні системи доставки радіочастотного випромінювання, особливо для таких застосувань, як діатермія та гіпертермія, часто використовують запатентовані конструкції, вартість яких перевищує 10 000 доларів США [16, 17]. Така ціна обмежує доступність для академічних досліджень, освіти та дрібномасштабних промислових застосувань, водночас

зазвичай не маючи гнучкості для експериментальних модифікацій або коригування фокусної відстані [18].

Для досягнення оптимальної продуктивності для широких діапазонів були запропоновані рупори з діелектричним навантаженням. У 1980-х роках було опубліковано серію статей про рупори з діелектричним навантаженням, у яких представлена технологія діелектричного навантаження [17-26]. Після використання технології діелектричного навантаження смуга пропускання значно розширилася. Крім того, рупори з діелектричним навантаженням мають не тільки високу ефективність апертури, але й хороші показники крос-поляризаційної ізоляції, оскільки режим рупора подібний до режиму HE_{11} .

Нещодавні досягнення в адитивному виробництві трансформували виготовлення радіочастотних та мікрохвильових компонентів [19-22]. 3D-друк дозволяє економічно ефективно створювати складні геометрії, які важко виготовити за допомогою традиційних методів [23]. У поєднанні з відповідною металізацією, 3D-друковані структури можуть забезпечити радіочастотні пристрої з продуктивністю, порівнянною з традиційно виготовленими аналогами, за зниженими витратами [24, 25].

У нещодавній літературі демонструється, що діелектричні лінзи, надруковані за допомогою 3D-друку, досягають покращення коефіцієнта посилення на 6,9 дБ з явними перевагами у вартості порівняно з традиційною обробкою [26]. Однак більшість опублікованих реалізацій наголошують на посиленні в дальній зоні та формуванні променя, а не на точному фокусуванні в ближній зоні на скінченних відстанях.

У роботі [27] досліджено конструкцію круглої рупорної антени, інтегрованої з діелектричною лінзою, для фокусування радіочастотної енергії на частоті 10 ГГц. Запропонована система, проілюстрована на рисунку 1, складається з трьох ключових компонентів: (1) круглого хвилеводу, що збуджує фундаментальний хвилевід TE_{11} режим, (2) рупор із поступовим розширенням для мінімізації фазових помилок по всій його апертурі, та (3) двоопукла діелектрична лінза (виготовлена з PTFE), яка перетворює

природно розбіжний хвильовий фронт на збіжний промінь. Стандартні роздільні здатності 3D-друку зазвичай задовольняють критерій шорсткості Релея для робочої довжини хвилі, гарантуючи, що нерівності поверхні суттєво не погіршать продуктивність.

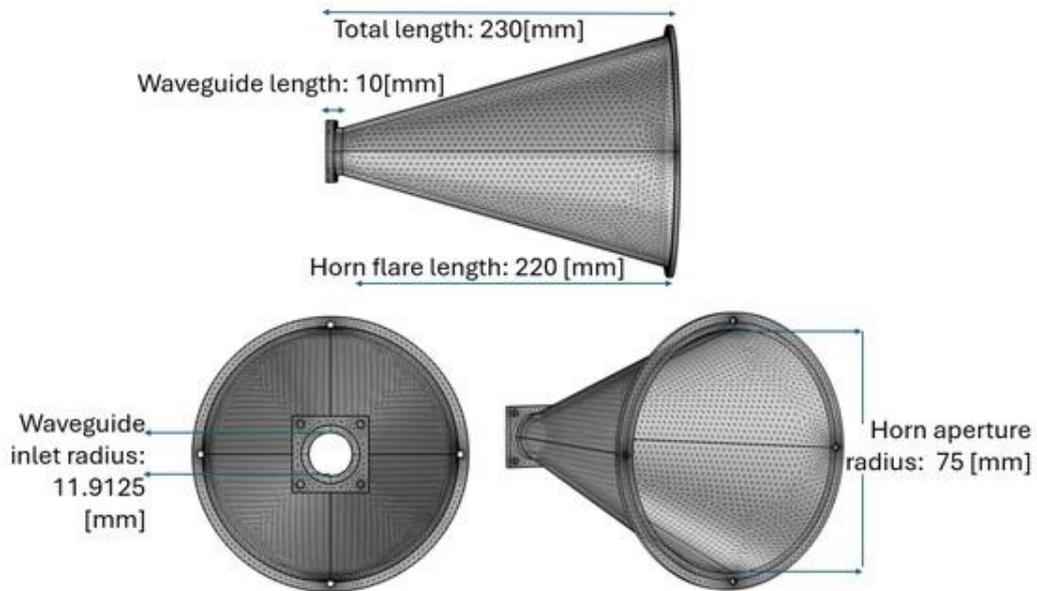


Рисунок 1.1 – Геометрія круглої рупорної антени, що показує розміри круглої хвилеводної секції, розширення рупора та апертури

Антенa починається з круглого хвилеводу радіуса a , що підтримує TE_{11} режим. Його гранична частота

$$f_c = \frac{c \chi'_{11}}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1.1)$$

де c – швидкість світла, $\chi'_{11} \approx 1,841$ – перший нуль похідної функції Бесселя J_1 , та ϵ_r (приймається рівним 1 для повітря) – відносна діелектрична проникність. Довжина хвилі у вільному просторі на частоті 10 ГГц становить

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = 30 \text{ мм}. \quad (1.2)$$

У хвилеводі керована довжина хвилі становить

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}. \quad (1.3)$$

На основі встановлених принципів проектування та оптимізації моделювання, реалізована рупорна антена має такі параметри:

- Радіус вхідного отвору хвилеводу: $a_{inlet} = 11.9125 \text{ mm}$.
- Довжина круглого хвилеводу: $L_{wg} = 10 \text{ mm}$.
- Довжина розкриву рупору: $L_{horn} = 220 \text{ mm}$.
- Радіус апертури рупору: $a_{outlet} = 75 \text{ mm}$
- Загальна довжина антени: $L_{total} = 230 \text{ mm}$.
- Робоча частота: $f = 10 \text{ GHz}$.
- Матеріал антени: металізована структура, надрукована на 3D-принтері (змодельована як ідеальний електричний провідник).

Поступовий кут розкриву, обчислений як

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{a_{outlet} - a_{inlet}}{L_{horn}} \right) \approx 16^\circ, \quad (1.4)$$

забезпечує мінімальну фазову похибку по всій апертурі. Цей помірний кут випромінювання являє собою компроміс між спрямованістю та ефективністю апертури. Спрямованість рупору можна апроксимувати за формулою

$$D \approx \left(\frac{2\pi a_{outlet}}{\lambda_0} \right)^2 \eta_{ap}, \quad (1.5)$$

де η_{ap} (зазвичай 0,5–0,7) – це ефективність апертури. Для досліджуваної конструкції очікуємо спрямованість приблизно 23 дБі.

1.3 Конструкції діелектричних лінз для циліндричних рупорних антен

Щоб покращити можливості фокусування рупорної антени, застосвують діелектричну лінзу на основі принципів геометричної оптики. Лінза перетворює розбіжний хвильовий фронт від рупора на збіжний хвильовий фронт, що фокусується в заданій точці (рис. 1.2).

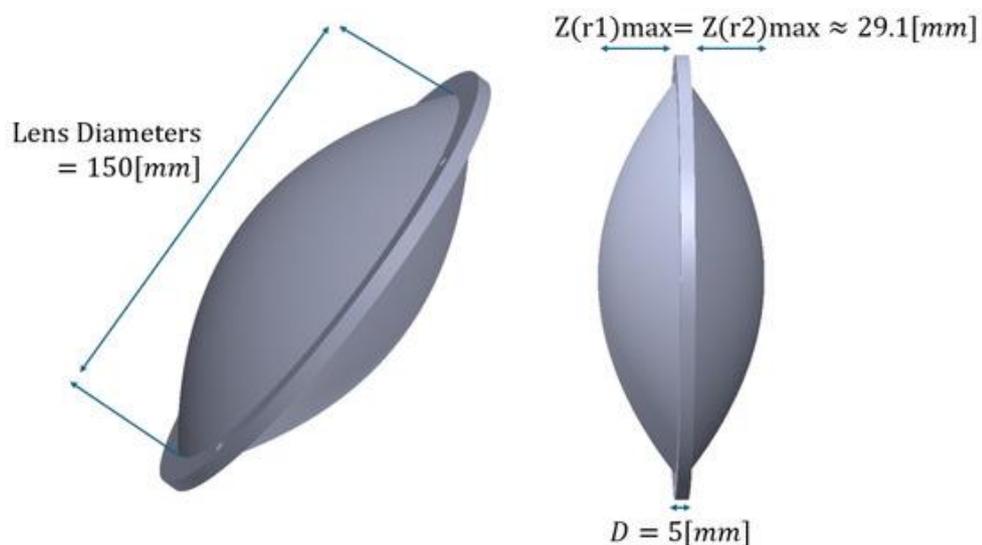


Рисунок 1.2 - Геометрія двоопуклої діелектричної лінзи

Лінза на рис. 1.2 виготовлена з PTFE з властивостями матеріалу, прийнятими з літератури для 10 ГГц: відносна діелектрична проникність $\epsilon_r = 2,2$ (показник заломлення $n \approx \sqrt{\epsilon_r} \approx 1,483$) та низький тангенс кута втрат приблизно 0,0004 [12, 13]. Технічні характеристики конструкції діелектричної лінзи:

- Бажана фокусна відстань: $F = 100$ мм.
- Конфігурація: симетрична двоопукла лінза з центральною проміжком 5 мм.

Для тонкої лінзи рівняння виробника лінз має вигляд

$$\frac{1}{F} = (n - 1) \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right). \quad (1.6)$$

Для симетричної двоопуклої лінзи, де $R_1 = R$ і $R_2 = -R$, це співвідношення спрощується до вигляду

$$\frac{1}{F} = \frac{2(n - 1)}{R}, \quad (1.7)$$

задаючи радіус кривизни

$$R = 2F(n - 1) \approx 2 \cdot 100 \text{ mm} \cdot (1.483 - 1) \approx 96.6 \text{ mm}. \quad (1.8)$$

Профіль поверхні кожної опуклої грані описується рівнянням прогину

$$Z(r) = R - \sqrt{R^2 - r^2}, \quad (1.9)$$

що для малих r (параксіальне наближення) стає

$$Z(r) \approx \frac{r^2}{2R}, \quad 0 < r < \frac{D}{2}. \quad (1.10)$$

Для лінзи з товщиною центральної щілини $t_0 = 5$ мм, загальна товщина профілю становить

$$t(r) = t_0 + 2Z(r) = t_0 + 2 \left(R - \sqrt{R^2 - r^2} \right). \quad (1.11)$$

Фазова затримка, що надається лінзою на радіальній відстані r , дорівнює

$$\Delta\phi(r) = k_0(n - 1)t(r), \quad (1.12)$$

з хвильовим числом у вільному просторі $k_0 = 2\pi / \lambda_0$.

На рис. 1.3 показано геометрію інтегрованої системи. Хоча ця формула забезпечує відправну точку аналітичного проектування першого порядку, остаточну оптимізацію лінзи було виконано за допомогою повнохвильового електромагнітного моделювання, яке по суті враховує специфічні характеристики хвильового фронту рупора та пов'язані з ними фазові коливання.

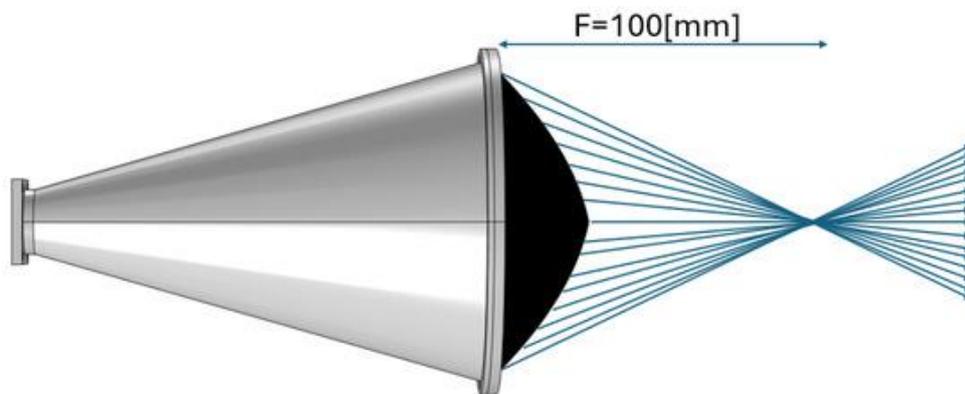


Рисунок 1.3 – Геометрія круглої рупорної антени з інтегрованою діелектричною лінзою

Основні розміри та ілюстративне трасування променів на рис. 1.3 демонструють принцип фокусування у фокальній точці (F). Зверніть увагу, як розбіжні промені від апертури рупора перенаправляються лінзою, щоб зійтися у фокальній точці.

Якість поверхні як металізованого рупора, так і PTFE-лінзи має вирішальне значення для підтримки електромагнітних характеристик, особливо при використанні адитивного виробництва. Критерій шорсткості Релея стверджує, що середньоквадратичне (RMS) відношення шорсткості поверхні σ має задовольнити умову

$$\sigma < \frac{\lambda_0}{8} \quad (1.13)$$

для нормального падіння. На частоті 10 ГГц ($\lambda_0 = 30$ мм), це вимагає $\sigma < 3,75$ мм, і навіть більш суворий критерій $\lambda_0/32$ ($\sigma < 0,94$ мм) легко досягається за допомогою традиційних процесів 3D-друку.

У нашій реалізації як металізована поверхня 3D-друкованого рога, так і оброблена PTFE-лінза демонструють $\sigma < 0,5$ мм, що гарантує, що шорсткість поверхні не впливатиме негативно на продуктивність системи.

1.4 Висновки до розділу

Циліндричні рупорні антени залишаються актуальними елементами сучасних радіотехнічних і телекомунікаційних систем завдяки поєднанню конструктивної простоти, надійності та здатності формувати спрямоване випромінювання в широкому частотному діапазоні. Сучасні наукові дослідження у цій галузі спрямовані переважно на підвищення енергетичної ефективності, покращення поляризаційних характеристик, зниження рівня бічних і задніх пелюсток, а також розширення робочої смуги частот.

Аналіз наукових публікацій і технічних рішень свідчить про те, що основними напрямками вдосконалення циліндричних рупорних антен є оптимізація геометрії рупора, модифікація внутрішньої структури та використання додаткових елементів, зокрема діелектричних лінз. Такі підходи дозволяють ефективно керувати амплітудно-фазовим розподілом електромагнітного поля в апертурі та формувати наближений до гаусівського профіль випромінювання.

Використання діелектричних лінз розглядається як один із найбільш перспективних методів покращення характеристик циліндричних рупорних антен. Діелектричні лінзи забезпечують додаткове фокусування електромагнітних хвиль, підвищують коефіцієнт підсилення, покращують форму головного пелюстка та зменшують рівень небажаного випромінювання. При цьому форма, розміри і діелектричні параметри лінзи істотно впливають на кінцеві характеристики антени, що розширює можливості оптимізації під конкретні вимоги застосування.

Аналіз існуючих конструкцій діелектричних лінз показує наявність широкого спектра інженерних рішень — від простих плоских та опуклих форм до багат шарових і профільованих структур зі змінним показником заломлення. Така різноманітність свідчить про тенденцію до створення компактних, легких і високоефективних антенних систем, у яких лінза розглядається не як додатковий елемент, а як невід’ємна частина випромінюючої структури.

Узагальнюючи викладене, можна зробити висновок, що подальший розвиток циліндричних рупорних антен пов’язаний із застосуванням сучасних матеріалів, оптимізованих діелектричних структур та комплексних методів електромагнітного синтезу. Це створює передумови для розроблення антен із покращеними характеристиками при одночасному зменшенні габаритів, маси та рівня втрат, що особливо важливо для перспективних систем зв’язку, навігації та радіолокації.

2 ТЕОРІЯ КОНІЧНИХ РУПОРНИХ АНТЕН

2.1 Конічна рупорна антена класичної форми

Ще однією дуже практичною мікрохвильовою антеною є конічна рупорна антена, показана на рисунку 2.1 з фотографією дослідного зразка на рисунку 2.2. У той час як пірамідальні, Е- і Н-площинні секторні рупори зазвичай живляться прямокутним хвилеводом, конічний рупор часто живиться від круглого хвилеводу.

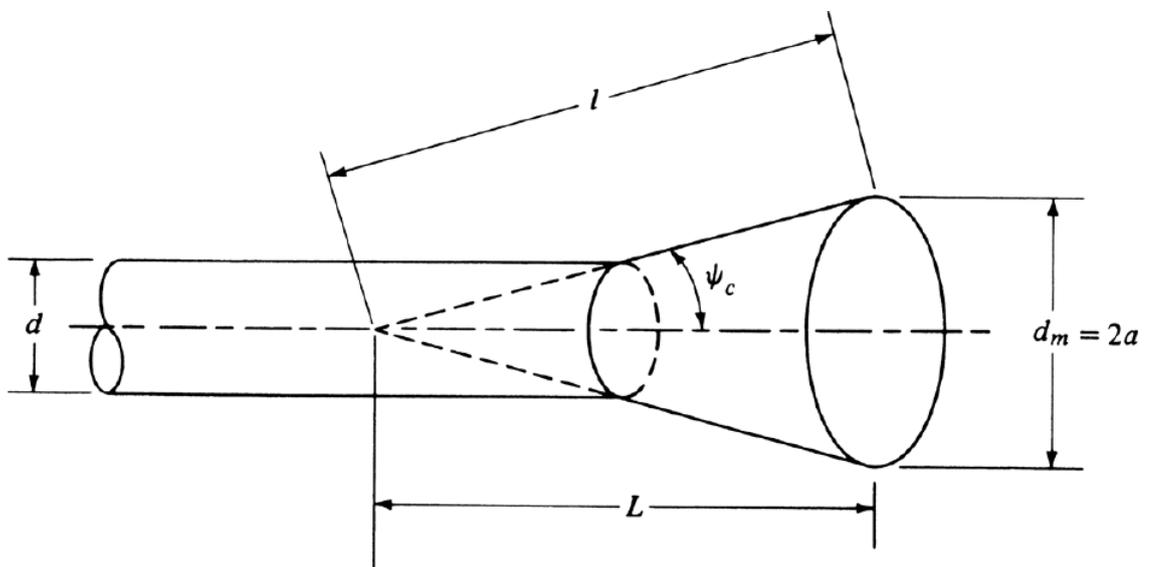


Рисунок 2.1 - Геометрія конічного рупора



Рисунок 2.2 - Фотографія комерційного конічного рупора Х-діапазону

$$(L = 7,147\lambda, 2\psi_c = 35^\circ)$$

Перше строге дослідження полів, випромінюваних конічним рупором, належить Шорру і Беку. Моді всередині рупора знайдено за допомогою введення сферичної системи координат і виражено через сферичні функції Бесселя та поліноми Лежандра сферичних функцій Бесселя та поліномів Лежандра. Аналіз є надто складним і не буде тут не буде зроблено. Проте в іншій роботі наведено дані у вигляді кривих, які дають якісний опис характеристик конічного рупора.

Незважаючи на свою популярність і широкий спектр застосування, діаграми спрямованості та амплітуди конічного рупора не отримали такої уваги, як діаграми спрямованості пірамідального рупора. Для класичних кривих Грея і Щелкунова, не було чіткої документації, чи були ці криві спрямованості розраховані на основі квадратичного або сферичного розподілу фаз. Це та інші питання, пов'язані з конічним рупором, такі як показники втрат і амплітудні діаграми спрямованості, розглядаються в [23]. На рис. 2.3 показано набір кривих спрямованості в залежності від діаметра апертури рупора для різних осьових довжин L . Криві розраховано на основі квадратичного (QPD) і сферичного (SPD) фазових розподілів, і вони порівнюються з кривими, розрахованими на основі модального розв'язку (MS), а також з кривими, наведеними в роботі [22]. Очевидно, що очевидно, що директиви, отримані на основі SPD, краще узгоджуються з директивами, отриманими на основі MS а також з розподілами Грея та Щелкунова, які наведені в [22].

На основі числових даних рис. 2.3 та з використанням лінійного підбору кривої за методом найменших квадратів було отримано ряд рівнянь оптимальної максимальної спрямованості було отримано ряд наближених рівнянь для оптимальної максимальної спрямованості $(D_c)_{opt}$ і осьової довжини L на основі оптимальної лінії рупора, зображеної на рис. 2.3 [23]. Ці рівняння можуть бути використані для проектування конічного рупора оптимальної спрямованості і мають вигляд

$$(D_c)_{opt} \approx 15.9749 \left(\frac{L}{\lambda} \right) + 1.7209 \quad (2.1)$$

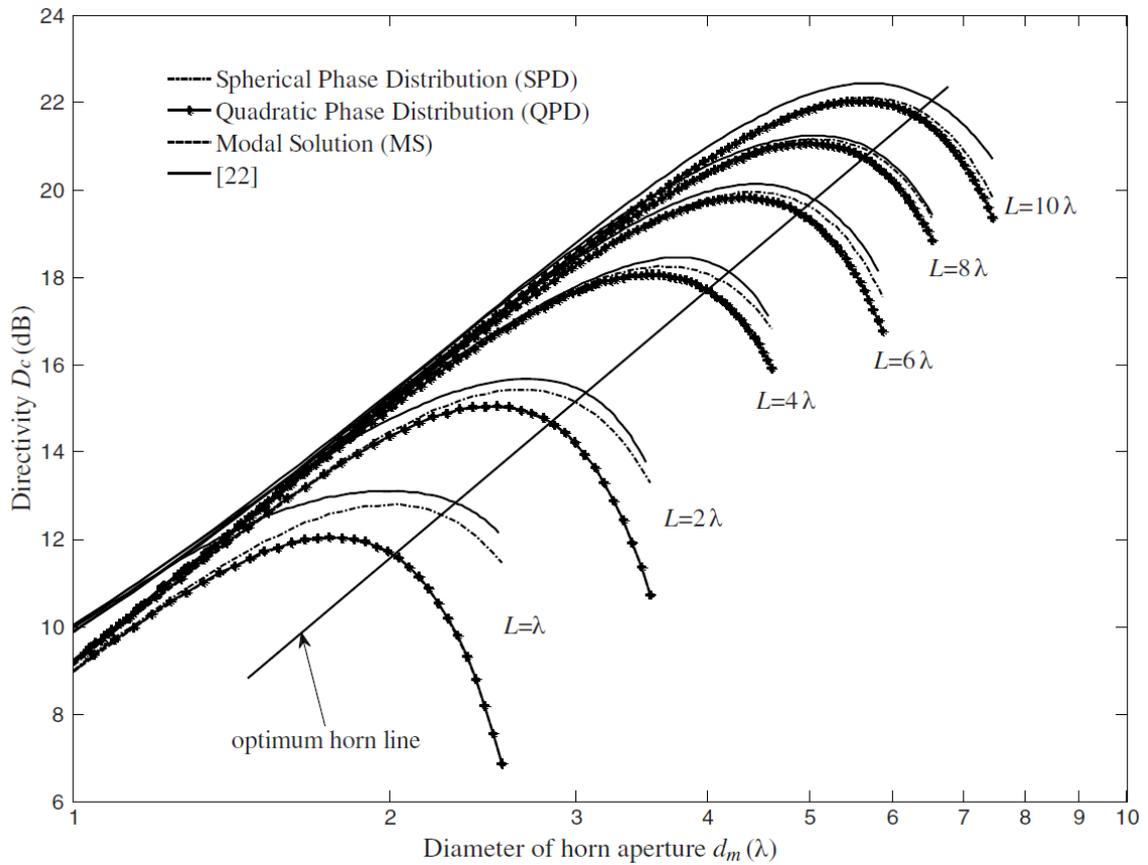


Рисунок 2.3 – Спрямованість конічного рупора як функція діаметра діафрагми для різних осьових довжин рупора

$$(D_c)_{opt} \approx 5.1572 \left(\frac{d_m}{\lambda} \right)^2 - 0.6451 \left(\frac{d_m}{\lambda} \right) + 1.3645 \quad (2.2)$$

$$L \approx 0.3232 \left(\frac{d_m}{\lambda} \right)^2 - 0.0475 \left(\frac{d_m}{\lambda} \right) + 0.0052 \quad (2.3)$$

Ці вирази використовуються для визначення розмірів конічного рупора після визначення оптимальної спрямованості конічного рупора.

З рисунка 2.3 видно, що поведінка конічного рупора схожа на поведінку пірамідального або секторного рупора. Зі збільшенням кута факела

спрямованість для рупора заданої довжини зростає, поки не досягне максимуму, після чого починає зменшуватися. Зменшення є результатом домінування квадратичної фазової похибки на апертурі. На цьому ж рисунку показано лінію оптимальної спрямованості показано лінію оптимальної спрямованості.

Результати на рисунку 2.3 поводяться так само, як і на рис. 2.4 і рис. 2.5. Коли апертура рупора (d_m) залишається постійним, а його довжина (L) може змінюватися, максимальна спрямованість досягається, коли кут випромінювання дорівнює нулю ($\psi_c = 0$ або $L = \infty$). Це еквівалентно круглому хвилеводу діаметром d_m . Що стосується пірамідальних і секторних рупорів, то на апертурі кінцевого рупора зазвичай розміщують лінзу, щоб компенсувати його рупора, щоб компенсувати його квадратичну фазову похибку. Результатом є вужча діаграма спрямованості в міру збільшення відблиску збільшується.

Спрямованість (у дБ) кінцевого рупора з апертурною ефективністю ϵ_{ap} і діаметром апертури C , можна обчислити за формулою

$$D_c(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left[\epsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2) \right] = 10 \log_{10} \left(\frac{C}{\lambda} \right)^2 - L(s) \quad (2.4)$$

де a - радіус рупора в апертурі, а

$$L(s) = -10 \log_{10}(\epsilon_{ap}) \quad (2.5)$$

Перший доданок у (2.4) представляє спрямованість однорідної круглої апертури, тоді як другий (2.5) - це поправка, яка враховує втрату спрямованості через ефективність апертури. ефективності апертури. Зазвичай доданок у (2.5) називають коефіцієнтом втрат, який можна обчислити (в дБ), використовуючи розширені вирази

$$L(s) \approx \begin{cases} 0.5030 + 5.1123s - 7.1138s^2 + 23.1401s^3, & L \leq 3\lambda \\ 0.7853 - 0.3976s + 13.112s^2 + 3.901s^3, & L > 3\lambda \end{cases} \quad (2.6)$$

$$(2.7)$$

де s - максимальне фазове відхилення (у довжинах хвиль), і воно задається b

$$s = \frac{d_m^2}{8\lambda l} \quad (2.8)$$

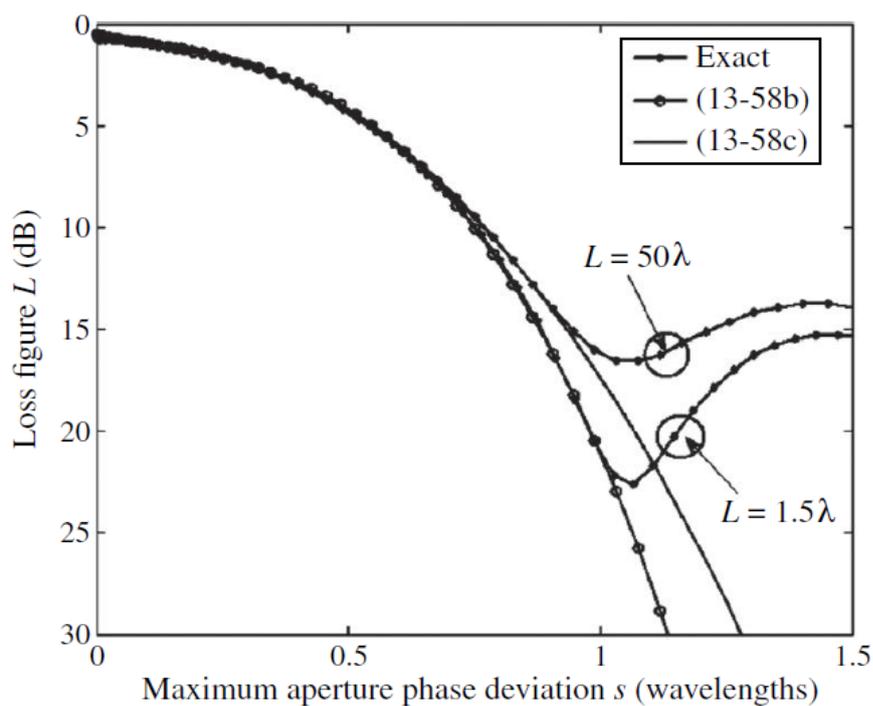
Спрямованість конічного рупора оптимальна, коли його діаметр дорівнює

$$d_m \simeq \sqrt{3l\lambda} \quad (2.9)$$

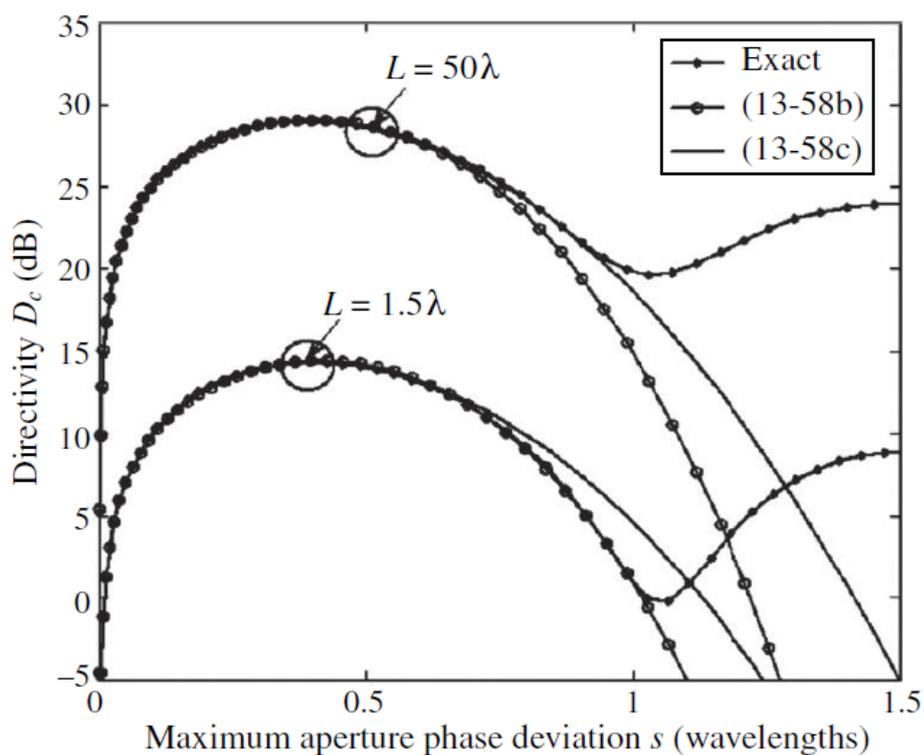
що відповідає максимальному фазовому відхиленню апертури $s = 3/8$ (довжин хвиль) і коефіцієнту втрат близько 2,9 дБ (або ефективність апертури близько 51%).

Набір фігур на основі (2.6) і (2.7) та їхній вплив на максимальну спрямованість конічного рупора, показано на рис. 2.4(а,б) відповідно, де вони порівнюються з точними даними. Очевидно, що розширені вирази (2.6) і (2.7) забезпечують хороше наближення як для коефіцієнта втрат, так і для спрямованості конічного рупора в широкому діапазоні відхилення фази апертури, представленого через s .

Амплітудні діаграми спрямованості в дальньому полі, Е- і Н-площини, у розширеному динамічному діапазоні 0-60 дБ для конічного рупора Х-діапазону з Рис. 27.25, показані на Рис. 27.28, де вони порівнюються з прогнозами на основі GTD/UTD, моделювання та вимірювань [23]. Відмінне узгодження показано скрізь, в тому числі в області задньої пелюстки.



(a) Діаграма втрат



(б) Максимальний коефіцієнт спрямованої дії

Рисунок 2.4 – Коефіцієнт втрат кінчного рупора і максимальна спрямованість як функція максимальних фазових відхилень ($L = 50\lambda$, $L = 1,5\lambda$)

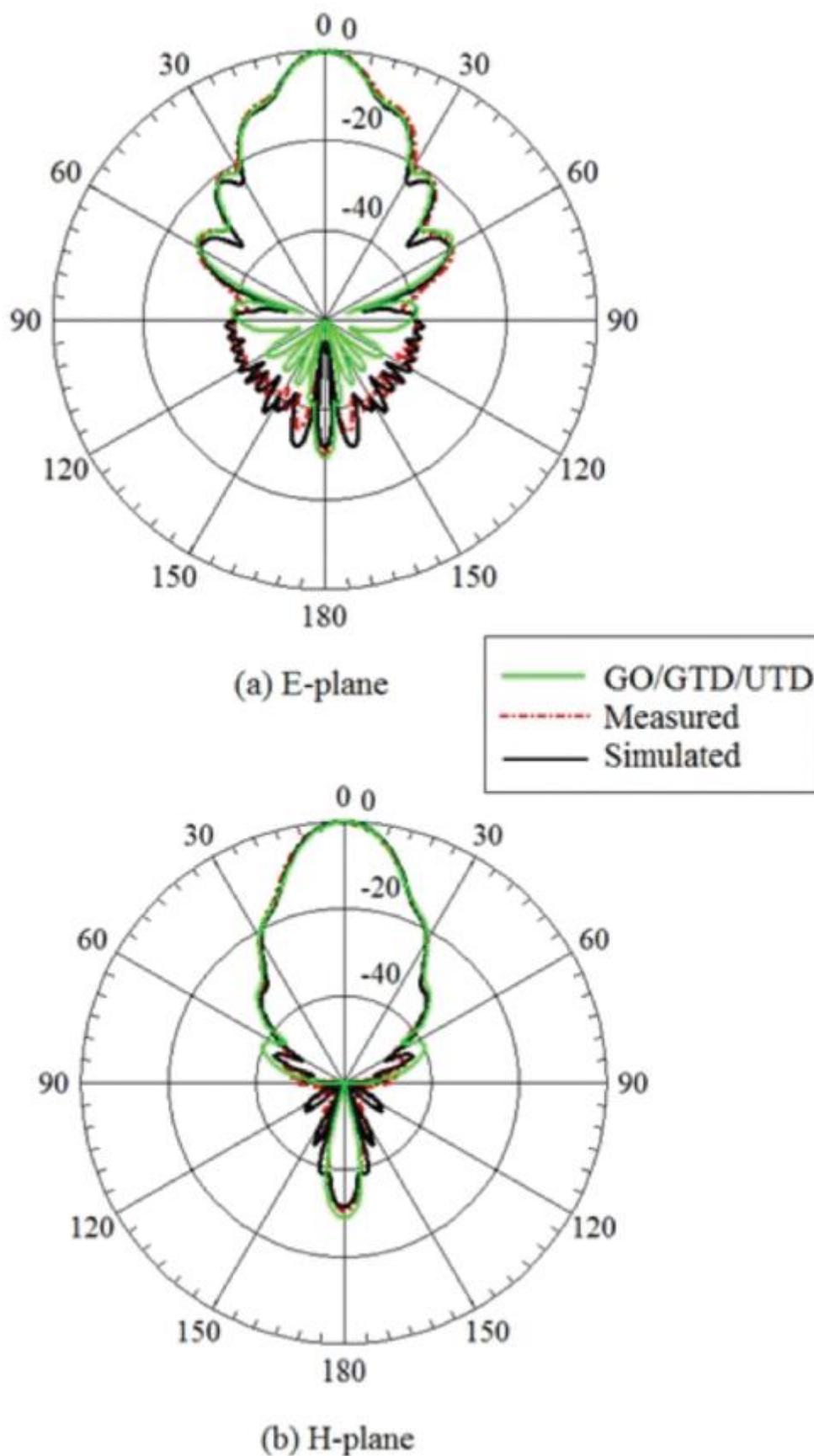


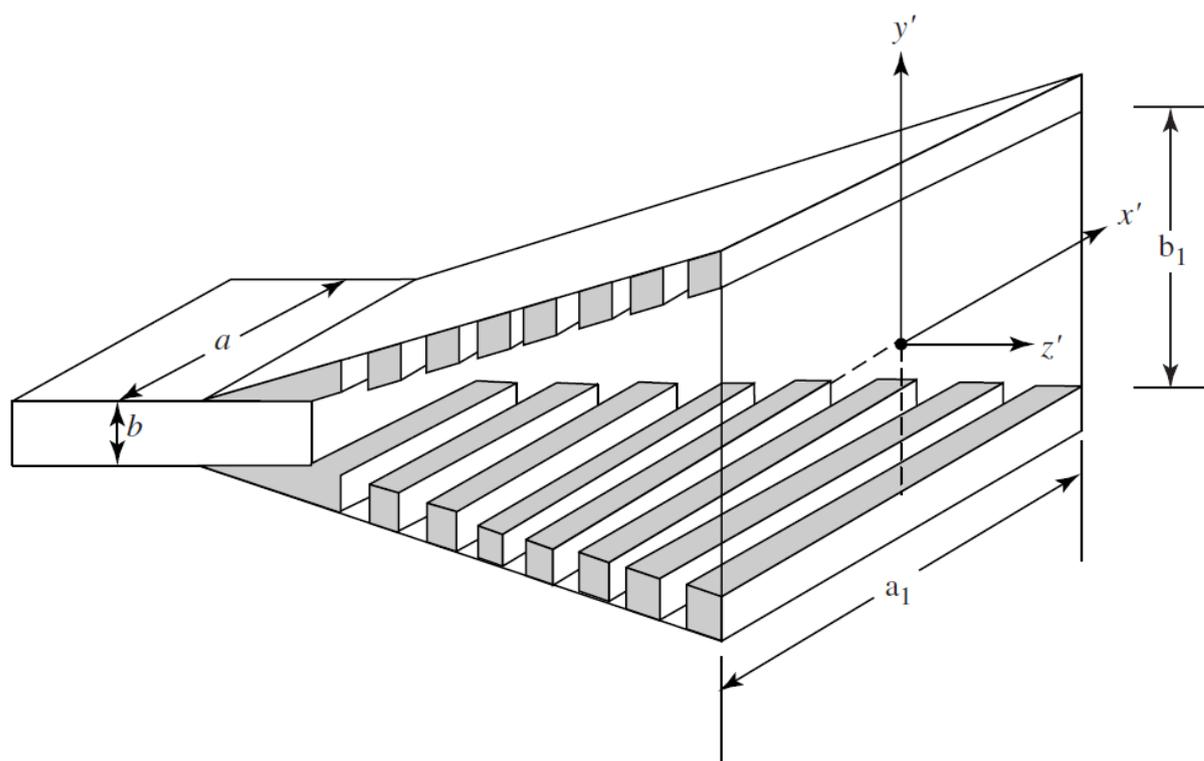
Рисунок 2.5 – Нормовані амплітудні діаграми спрямованості конічного рупора Х-діапазону з Рис. 2.2, на частоті $f = 10,5$ ГГц ($L = 7,147\lambda$, $2\psi_c = 35^\circ$).

2.2 Гофровані рупорні антени

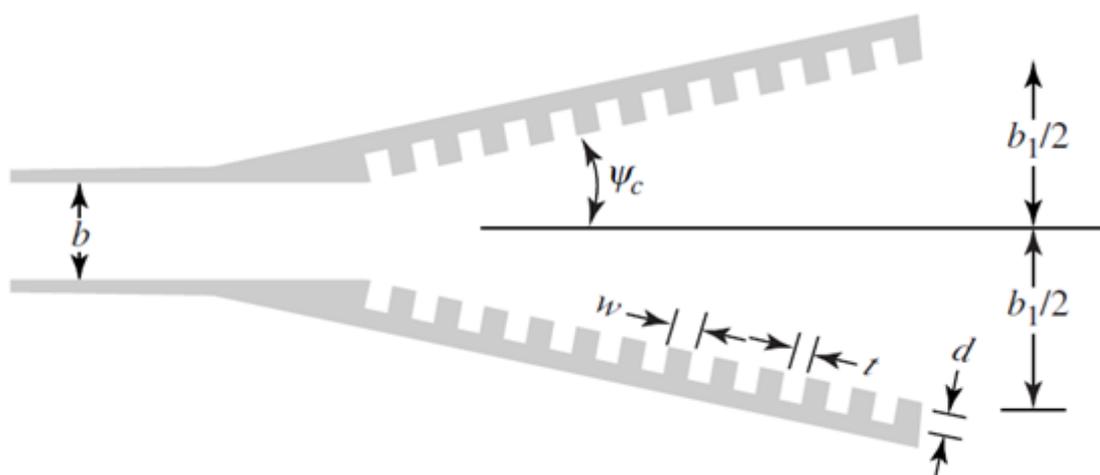
Велика увага до досліджень рупорних антен у 1960-х роках була зумовлена необхідністю зменшити ефективність перехресних втрат і втрат на перехресну поляризацію, а також збільшити ефективність апертури великих рефлекторів, що використовуються в радіоастрономії та супутниковому зв'язку. У 1970-х роках у мікрохвильовій радіометрії виникла потреба у високоефективних і обертально-симетричних антенах. Використовуючи звичайні фідери, можна було досягти апертурної ефективності 50-60%. Однак, ефективність порядку 75-80% може бути отримана за допомогою вдосконалених систем подачі, що використовують гофровані рупори.

Методи визначення апертури, представлені в Главі 12 підручника Костянтина Баланіса, можна використовувати для розрахунку діаграми спрямованості рупорної антени і дадуть точні результати лише в області головної пелюстки і перших кількох малих пелюсток. На структуру діаграми спрямованості антени в області задньої пелюстки сильно впливають дифракції від країв, особливо від тих, що перпендикулярні до Е-поля в апертурі рупора. Ці дифракції призводять до небажаного випромінювання не тільки в задніх пелюстках, але і в головній пелюстці і в малих пелюстках частках, а також в головній і в малих частках. Однак вони домінують лише в областях з низькою інтенсивністю.

У 1964 році Кей [24] зрозумів, що канавки на стінках рупорної антени створюють однакові граничні умови для всіх поляризацій і звужуватимуть розподіл поля на апертурі у всіх площинах. Створення однакових граничних умов на всіх чотирьох стінках усунуло б паразитні дифракції на краях апертури. Для квадратної апертури це призведе до майже симетричної діаграми спрямованості з рівними ширинами променів в Е- і Н-площинах. гофрований (рифлений) пірамідальний рупор рупор пірамідальної форми з гофрами на стінках Е-площини показаний на рисунку 2.6(а), а вигляд збоку - на рисунку 2.6(б).



(а) Загальний вигляд гофрованого прямокутного рупора



(б) Пірамідальний рупор з гофрами в площині Е

Рисунок 2.6 – Гофрований прямокутний рупор

Оскільки дифракція на краях діафрагми в площині Н є мінімальною, гофри на стінках рупора зазвичай не розміщують на стінках цієї площини. Гофри також можуть бути розміщені в кінці рупора, утворюючи кінцевий гофрований рупор, який в [24] також називають скалярним рупором. Однак, замість того, щоб гофри формувалися, як показано на рисунку 2.7(а),

практично набагато простіше обробляти профіль, як показано на рисунку 2.7(b).

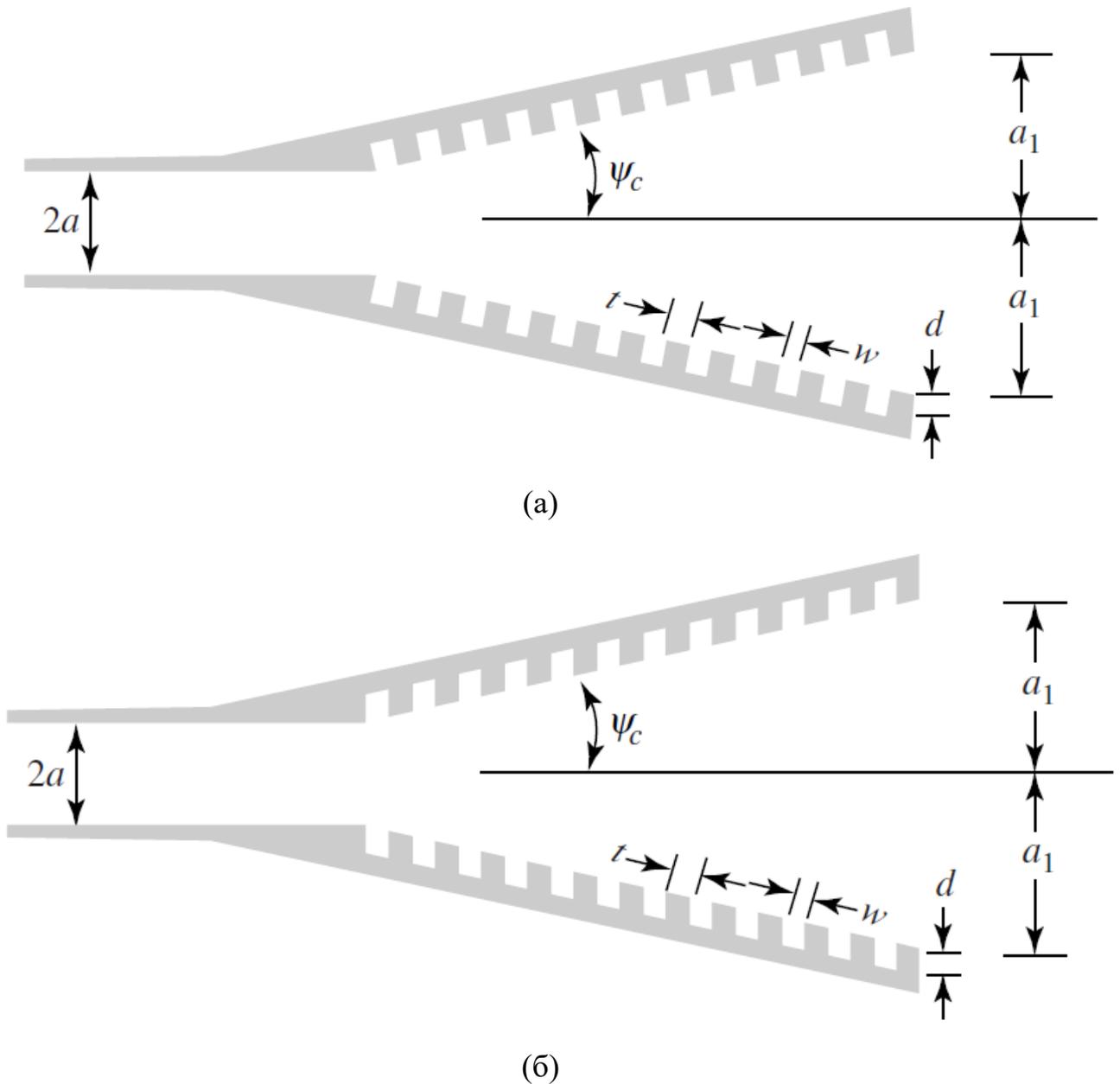


Рисунок 2.7 - Профілі конічних гофрованих рупорів збоку:

(а) перпендикулярно поверхні; (б) перпендикулярно осі

Фотографія гофрованого конічного рупора, який часто називають скалярним рупором, показана на рис. 2.8. Цей тип рупора широко використовується як фідер для рефлекторних антен, особливо в конфігурації дводзеркальних параболічних антен Cassegrain (подвійний рефлектор)



Рисунок 2.8 – Гофрований конічний (скалярний) рупор

Друге припущення виконується за умови, що ширина гофри (w) мала порівняно з довжиною хвилі у вільному просторі (λ_0) і глибиною щілини (d) (зазвичай $w < \lambda_0/10$). Для гофрованої поверхні що задовольняє наведені вище припущення, її наближений поверхневий реактивний опір визначається за формулами

$$X = \frac{w}{w+t} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \tan(k_0 d) \quad (2.10)$$

при

$$\frac{w}{w+t} \simeq 1 \quad (2.11)$$

яка може бути виконана за умови $t \leq w/10$.

Поверхневий реактивний опір гофрованої поверхні, що використовується на стінках рупора, повинен бути ємнісним для того, щоб поверхня примушувала звести до нуля тангенціальне магнітне поле, паралельне краю, на стінці. Така поверхня не підтримуватиме поверхневі хвилі, запобігатиме засвіченню країв Е-площини і зменшить дифракцію. Згідно з (27.60), цього можна досягти, якщо $\lambda_0/4 < d < \lambda_0/2$ або більше у загальному випадку, коли $(2n + 1)\lambda_0/4 < d < (n + 1)\lambda_0/2$. Хоча глибина зрізу також є функцією ширини щілини w , її вплив є незначним, якщо $w < \lambda_0/10$ і $\lambda_0/4 < d < \lambda_0/2$.

Ефект гофрів на стінках рупора полягає в зміні розподілу електричного поля в Е-площині від рівномірного (на стику хвилевід-рупор) до косинусоїдального (на діафрагмі). За допомогою вимірювань було показано, що перехід від рівномірного до косинусоїдального розподілу відбувається майже на початку гофрів. Для рупора з приблизно 45 гофрами косинусоїдальний розподіл було встановлено на п'ятому гофрі (від початку), а сферичний фазовий фронт - на п'ятнадцятою.

Посилаючись на рис. 2.6(а), розподіл поля на апертурі можна записати як

$$E'_y(x', y') = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1}x'\right) \cos\left(\frac{\pi}{b_1}y'\right) e^{-j[k(x'^2/\rho_2 + y'^2/\rho_1)/2]} \quad (2.12)$$

$$H'_x(x', y') = -\frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1}x'\right) \cos\left(\frac{\pi}{b_1}y'\right) e^{-j[k(x'^2/\rho_2 + y'^2/\rho_1)/2]} \quad (2.13)$$

що відповідають рівнянням для не гофрованого пірамідального рупора. Використовуючи наведені вище розподіли, поля, випромінювані рупором, можна обчислити так само, як і для пірамідального рупора. Було обчислено діаграми спрямованості, які дуже добре узгоджуються з вимірами.

На рис. 27.9(а) показано виміряні діаграми спрямованості в площині Е не гофрованого квадратного пірамідального рупора (так званого

контрольного рупора) та гофрованого квадратного пірамідального рупора. Апертура на кожній стороні становив 3,5 дюйма ($2,96\lambda$ на частоті 10 ГГц), а загальний кут фази в кожній площині - 50° . Очевидно, що очевидно, що рівні малих пелюсток і задніх пелюсток набагато нижчі для гофрованого рупора, ніж у контрольного рупора. Однак гофрований рупор також демонструє ширший головний промінь для малих кутах; таким чином, більша ширина смуги пропускання 3 дБ (HPBW), але менша ширина смуги пропускання 10 дБ. Це пояснюється відсутністю дифракційних полів від країв гофрованого рупора, які при спостереженнях майже на осі спостережень додають до внеску прямої хвилі через їхній синфазний зв'язок. Той факт, що що вздовж осі далекі поля прямої і дифрагованої хвиль майже синфазні, також видно з яскраво вираженого осьового максимуму контрольного рупора. Діаграми спрямованості в Е- і Н-площинах гофрованого рупора рупора майже ідентичні діаграмам спрямованості на рис. 2.9(а) в діапазоні частот від 8 до 14 ГГц. Це свідчить про те, що основний промінь в Е-площині може бути отриманий з відомих діаграм спрямованості в Н-площині рупорних антен.

На рисунку 2.9(б) показано виміряні діаграми спрямованості в Е-площині більшого контрольного і гофрованого квадратного пірамідального рупорів. рупорів, що мають апертуру 9,7 дюйма з кожного боку ($8,2\lambda$ на частоті 10 ГГц) і включають кути 34° і 31° в Е- і Н-площинах, відповідно. Для цієї геометрії діаграма спрямованості гофрованого рупора вужча, а його малі і задні пелюстки значно нижчі, ніж у відповідного рупора управління. Сідло, що утворюється на головній пелюстці контрольного рупора, пояснюється протифазним співвідношенням між прямим і дифрагованим променями. Дифраговані промені майже відсутні від гофрованого рупора, і мінімальне осьове поле усувається.

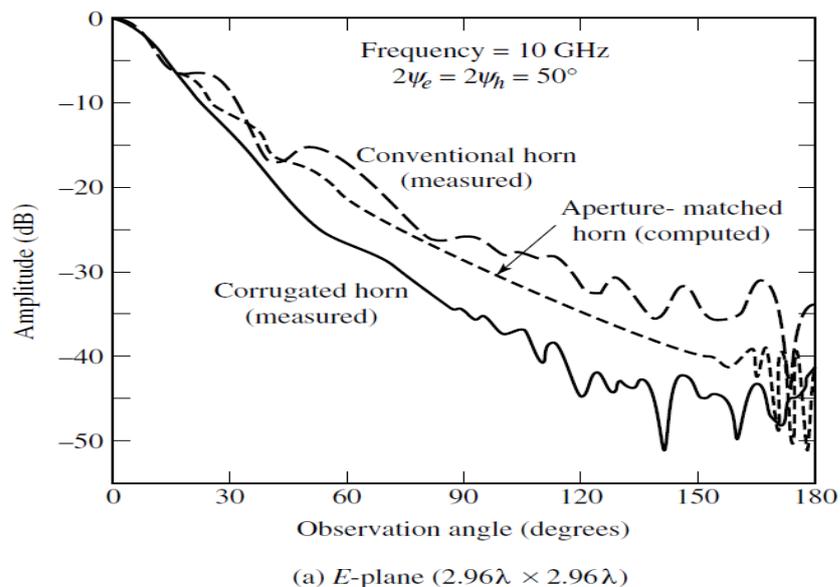


Рисунок 2.9(а) – Характеристики випромінювання звичайного (контрольного), гофрованого та узгодженого з апертурою пірамідального рупорів

Контрольний рупор - це потовщений рупор з потовщеними краями, який має ті ж внутрішні розміри, що і гофрований рупор. Діаграма спрямованості Н-площини гофрованого рупора гофрованого рупора майже ідентична діаграмі спрямованості в площині Н відповідного контрольного рупора.

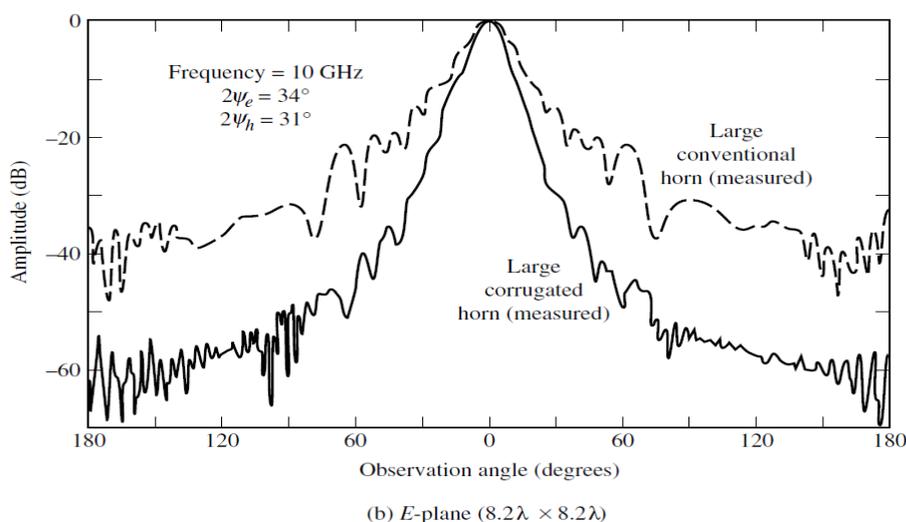
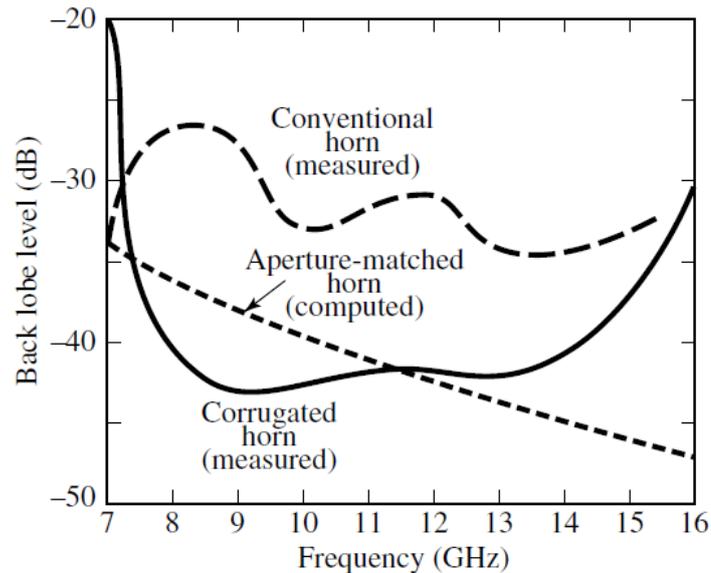
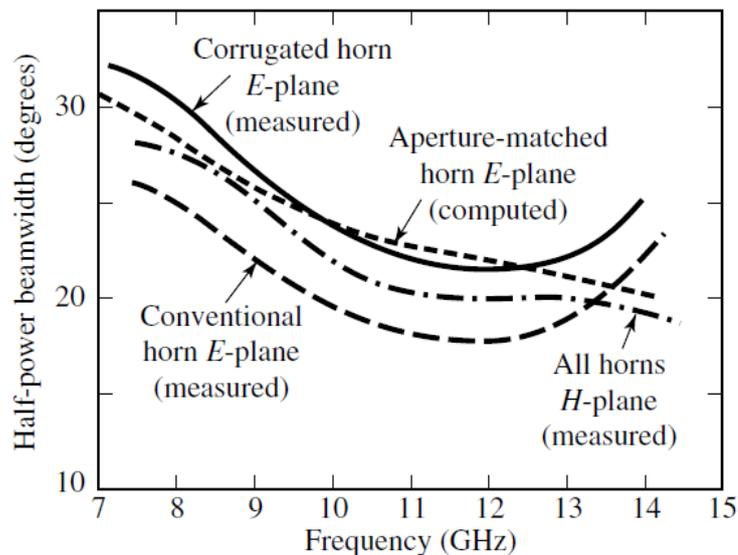


Рисунок 2.9(б) – Характеристики випромінювання звичайного (контрольного), гофрованого та узгодженого з апертурою пірамідального рупорів

На рисунках 2.9(в) і 2.9(г) показано рівень задньої пелюстки і ширину смуги пропускання в 3 дБ для рупорів меншого регулятора і гофрованих рупорів, діаграми спрямованості яких показано на рисунку 2.9(а), зображено як функція частоти. Усі спостереження, зроблені раніше для цього рупора, добре видно на цих рисунках.



(c) *E*-plane back lobe level ($2.96\lambda \times 2.96\lambda$)



(d) *E*-plane half-power beamwidth ($2.96\lambda \times 2.96\lambda$)

Рисунок 2.9 (в,г) – Характеристики випромінювання звичайного (контрольного), гофрованого та узгодженого з апертурою пірамідального рупорів

Наявність гофрів, особливо поблизу з'єднання хвилевід-рупор, може впливати на імпеданс і КСХ антени. Звичайна практика полягає в тому, щоб починати гофри на невеликій відстані від з'єднання. Це призводить до низького КСХН у широкій смузі частот. Раніше було вказувалося, що ширина w гофрів повинна бути невеликою (зазвичай $w < \lambda_0/10$), щоб наблизитися до гофрованої поверхні. Це призвело б до виникнення корони та інших явищ пробою. Однак великий гофрований рупор, діаграма спрямованості якого показана на Рис. 2.9(b), використовувався в системі, пікова потужність якої становила 20 кВт на частоті 10 ГГц без будь-яких ознак пробою.

Концепція дизайну пірамідального гофрованого рупора може бути розширена, щоб включити в себе гофровані по колу конічні гофровані рупори, як показано на рисунках 2.7 і 2.8. Було досліджено декілька конструкцій конічних гофрованих рупорів було досліджено з точки зору симетрії діаграми спрямованості, низької поперечної поляризації, низького низьких рівнів бічних пелюсток, кругової поляризації, осьового співвідношення і фазового центру. Для малих кутів спалаху (ψ_c менше приблизно від 20° до 25°) щілини можна обробляти перпендикулярно до осі рупора, як показано на рис. 2.6(b), а канавки можна вважати ділянками паралельних пластинчастих TEM-модових хвилеводів глибиною d . Для великих кутів факела, однак, щілини повинні бути побудовані перпендикулярно до поверхні рупора, як показано на рисунку 2.6(a) і реалізовано в конструкції на рисунку 2.8. Розташування пазів, показане на рисунку 2.6(b), зазвичай є кращим, оскільки його легше виготовити.

2.3 Практичні конструкції гофрованих циліндричних рупорних антен

Розглянемо приклади практичних конструкцій гофрованих циліндричних рупорних антен для діапазону частот 2-4 ГГц із коефіцієнтом підсилення 10 дБі та шириною діаграми спрямованості не більше $\pm 20^\circ$ (40°). Коефіцієнт S_{11} повинен бути менше рівня -20 дБ і рівень кросполяризації повинен бути не менше 20 дБ.

У цій конструкції гофрованої циліндричної рупорної антени в якості вхідного хвилеводу обрано круглий хвилевід. Круглий хвилевід має TE_{11} як домінуючу моду для поширення хвиль. У гофрованій профільованій частині для поширення хвиль необхідна гібридна мода (HE_{11}). Тому друга частина гофрованої рупорної антени є перетворювачем мод. У цій дослідницькій роботі перетворювач режимів TE_{11} на HE_{11} необхідний для плавного переходу між двома різними режимами.

Існує три типи перетворювачів режимів, доступних для гібридного перетворення режимів:

1. Перетворювач режимів зі змінною глибиною щілини.
2. Перетворювач зі змінним кроком і шириною щілини.
3. Щілинний перетворювач з кільцевим навантаженням.

Перетворювач зі змінною глибиною щілини широко використовується і простий у побудові перетворювач TE^{11} на HE_{11} . Перетворювач зі змінним кроком на ширину не задовольняє критерію проектування частоти S-діапазону. Щілинний перетворювач з кільцевим навантаженням дає трохи кращий результат, ніж щілинний перетворювач зі змінною глибиною, але він має велику складність у конструюванні. Щілинний перетворювач зі змінною глибиною використовується як основний перетворювач TE_{11} на HE_{11} для проектування запропонованої конструкції гофрованої рупорної антени.

Linear Profiled Corrugated Horn Antenna (LPCHA)

Існує простий профіль гофрованої рупорної антени - лінійна профільована гофрована рупорна антена, і саме вона широко використовується при проектуванні гофрованих рупорних антен. Запропонована LPCH на проектній частоті 2,48 ГГц показана на рис. 2.10.

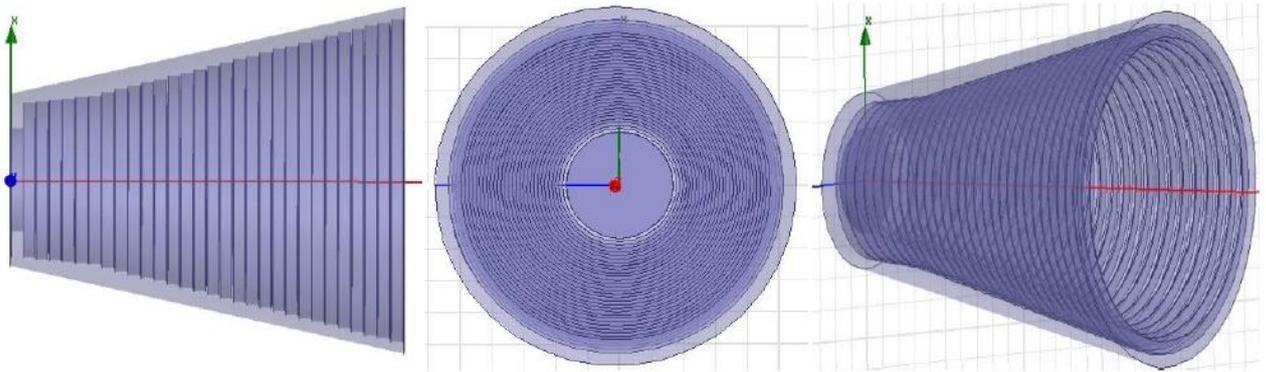


Рисунок 2.10 - Вид збоку, зверху та 3D-проект запропонованої лінійної профільованої гофрованої рупорної антени

Графік коефіцієнта S_{11} LPCН показано на рис. 2.11. Чисельне значення становить $-24,1008$ дБ на частоті $2,48$ ГГц і нижче -23 дБ для всього S-діапазону.



Рисунок 2.11 – Графік S_{11} запропонованої лінійної профільованої гофрованої рупорної антени

Коефіцієнт підсилення, перехресна поляризація і симетрія променя запропонованого LPCН становлять $20,6049$ дБі, $-30,952$ дБ і ± 30 градусів (60 градусів) на частоті $2,48$ ГГц, як показано на рис.5. Тривимірна діаграма спрямованості LPCН показана на рис. 5.

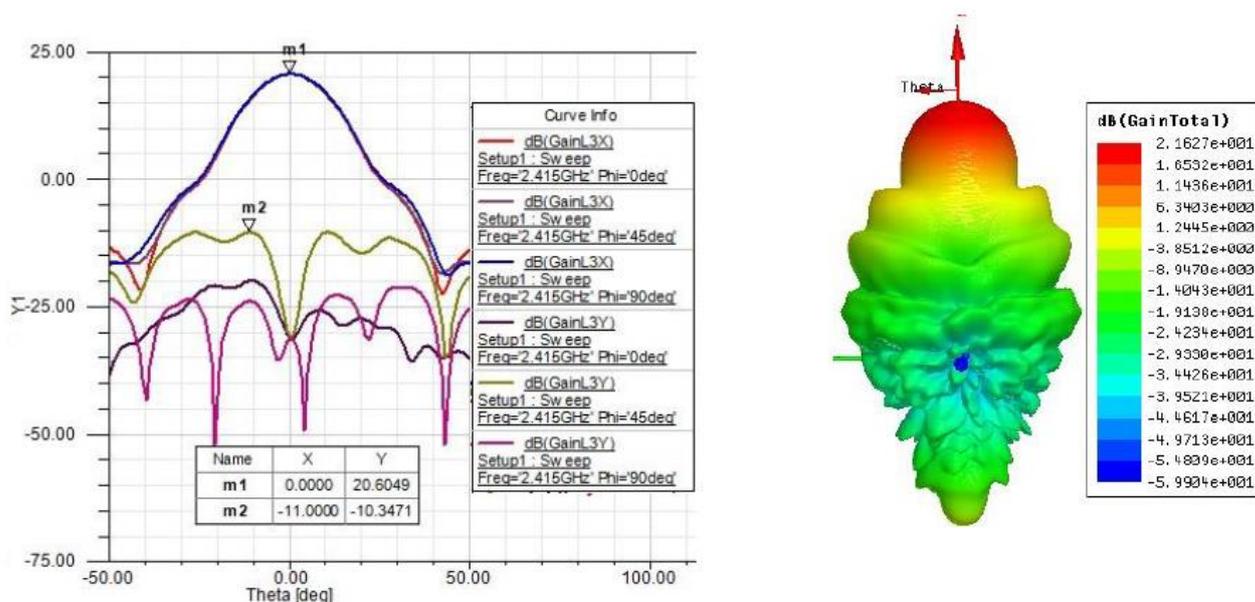


Рисунок 2.12 – Графіки коефіцієнтів підсилення і перехресної поляризації та 3D діаграма спрямованості розглянутого лінійно-профільованого гофрованого циліндричного рупора

Axial Profiled Corrugated Horn Antenna (APCHA)

Аксіально-гофрована рупорна антена - це компактний профіль гофрованої рупорної антени, що забезпечує підсилення до 10-15 дБі. Основними характеристиками аксіально-гофрованої рупорної антени є забезпечення компактності розмірів при хорошій ефективності випромінювання. Запропонована аксіально профільована гофрована рупорна антена зображена на рис. 2.13.

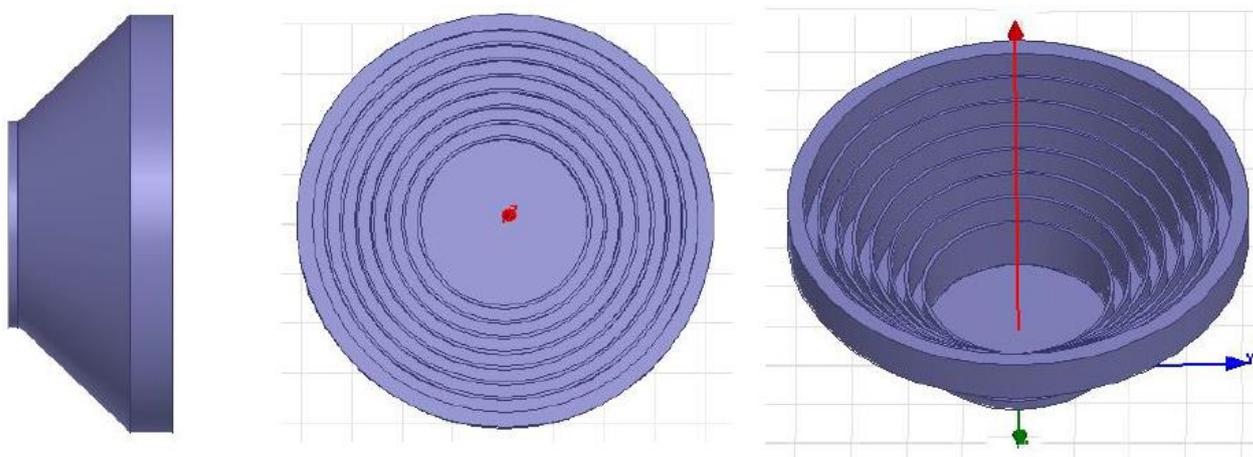


Рисунок 2.13 – Вид збоку, зверху та 3D-проект розглянутої осьової профільованої гофрованої рупорної антени

Графік параметра S_{11} АРСН наведено на рис. 2.14, і чисельне значення становить -19,6921 дБ на частоті 2,48 ГГц і нижче -20 дБ для всього S-діапазону.

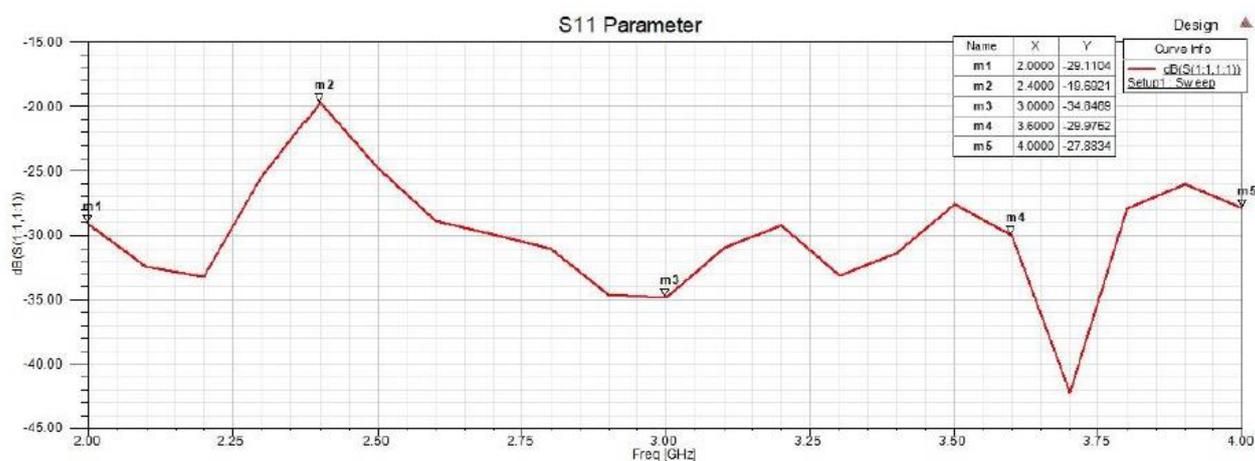


Рисунок 2.14 – Графік параметра S_{11} запропонованої осьової профільованої гофрованої рупорної антени

Коефіцієнт підсилення, крос-поляризація і симетрія променя запропонованої ЛРСН відповідно становлять 15,1661 дБ, -15,1661 дБ і $\pm 10^\circ$ (20°) на частоті 2,48 ГГц, як показано на рис. 2.15. 3D діаграма спрямованості АРСН наведена на рис. 2.15.

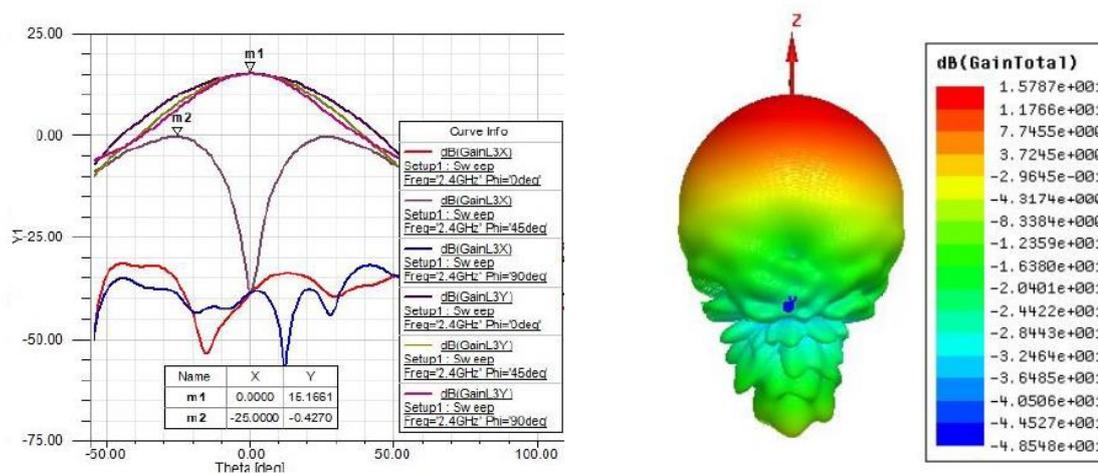


Рисунок 2.15 – Графіки коефіцієнта підсилення і перехресної поляризації та 3D діаграма спрямованості розглянутого аксіального профільованого гофрованого рупора

Compact Profiled Corrugated Horn Antenna (CPCNA)

Перевагою компактної профільованої гофрованої рупорної антени є компактність розмірів при хорошій симетрії діаграми спрямованості. Запропонована компактна профільована гофрована рупорна антена показана на рис. 2.16.

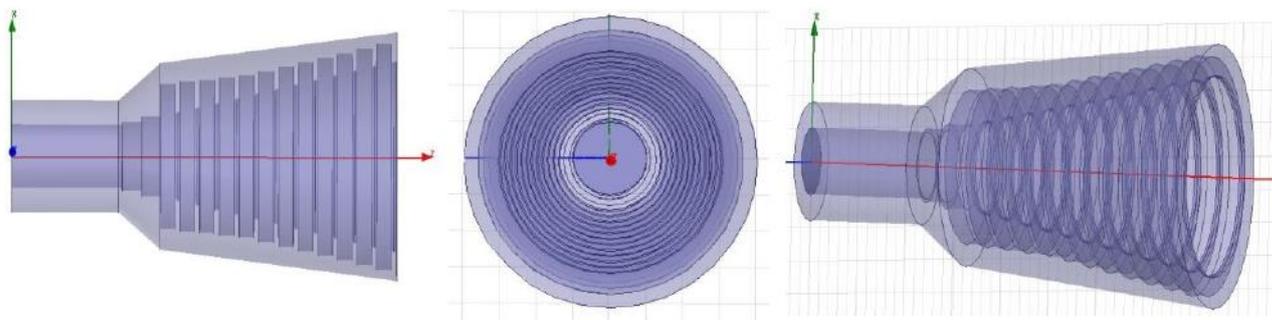


Рисунок 2.16 – Вид збоку, зверху та 3D-проект розглянутої компактної профільованої гофрованої рупорної антени

Графік параметра S_{11} CPCNA показано на рис. 2.17. Чисельне значення становить $-22,6486$ дБ на частоті $2,48$ ГГц і нижче -10 дБ для всього S-діапазону

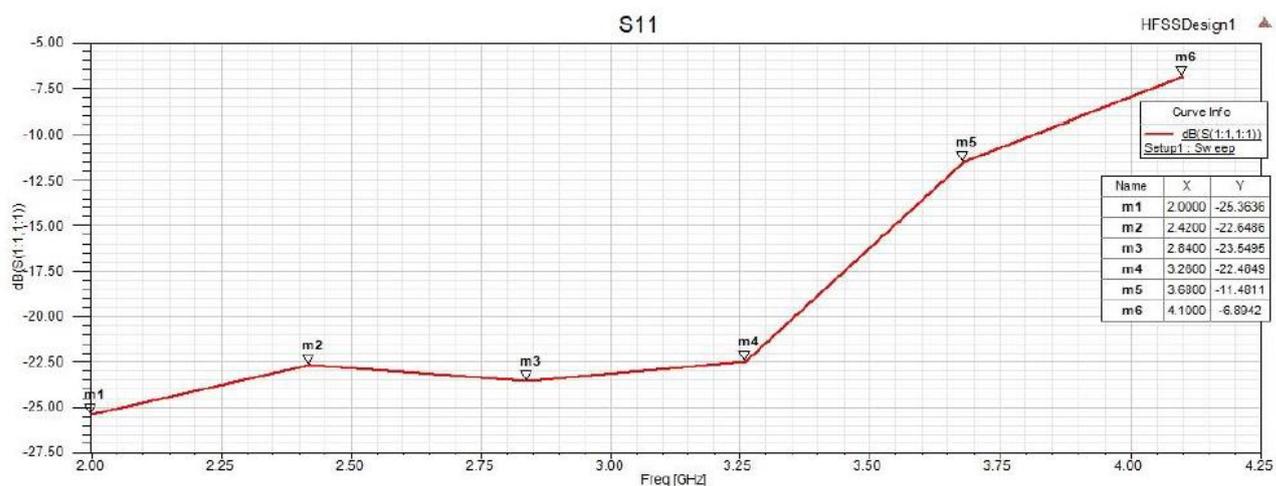


Рисунок 2.17 – Графік S_{11} розглянутої компактної профільованої гофрованої рупорної антени

Коефіцієнт підсилення, крос-поляризація і симетрія променя запропонованого CPCNA становлять $16,2787$ дБ, $-33,7292$ дБ і $\pm 40^\circ$ (80°) на

частоті 2,48 ГГц, як показано на рис. 2.18. Тривимірна діаграма спрямованості СРСН показана на рис. 2.18.

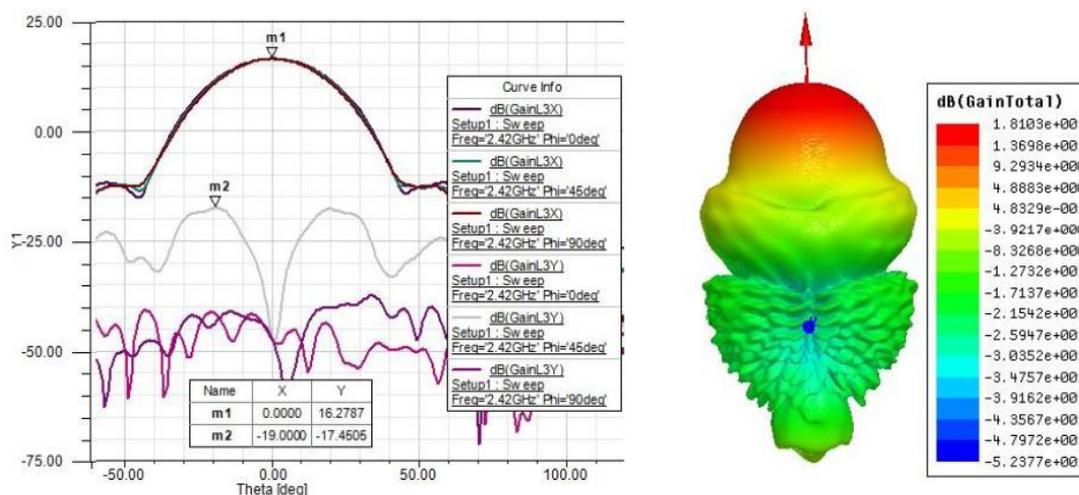


Рисунок 2.18 – Графіки коефіцієнт підсилення і поперечної поляризації та 3D діаграма спрямованості розглянутого компактного профільованого гофрованого рупора

Gaussian Profiled Corrugated Horn Antenna (GPCHA)

Гауссівський профільований гофрований рупор забезпечив справедливе значення перехресної поляризації і хорошу симетрію діаграми спрямованості. Розглянута гауссова профільована гофрована рупорна антена показана на рис. 2.19.

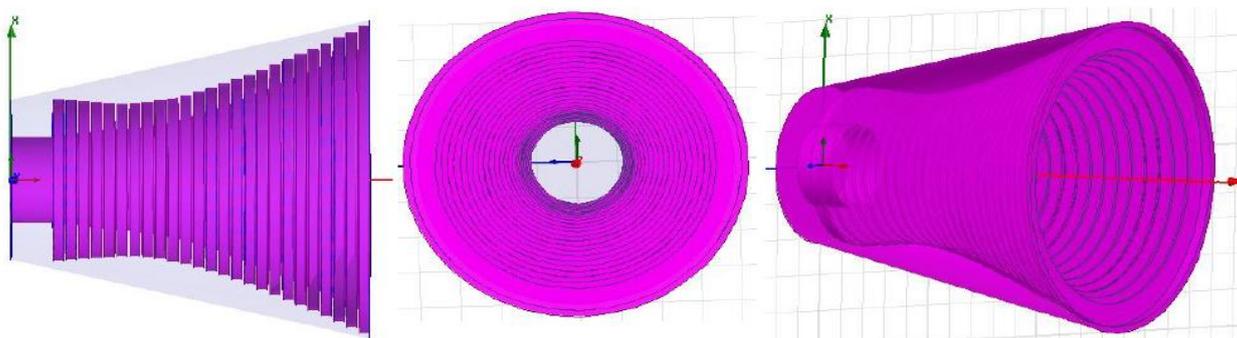


Рисунок 2.19 – Вигляд збоку, зверху та 3D-проект розглянутої гауссової профільованої гофрованої рупорної антени

Графік параметра S_{11} GPCN показаний на рис. 2.20. Чисельне значення становить -30,2966 дБ на частоті 2,48 ГГц і нижче -25 дБ для всього S-діапазону.

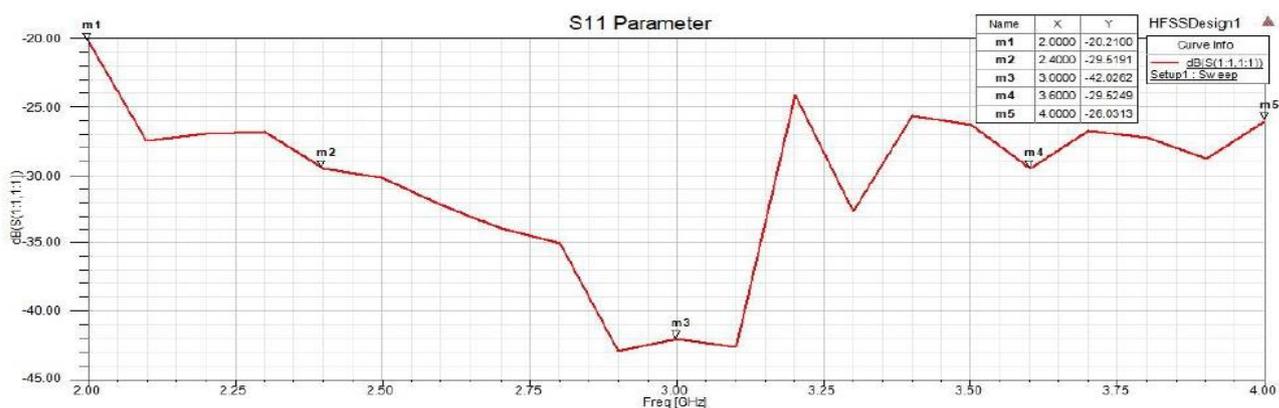


Рисунок 2.20 – Графік S_{11} розглянутої гауссової профільованої гофрованої рупорної антени

Коефіцієнт підсилення, крос-поляризація і симетрія променя розглянутого GPCН становлять 16,8229 дБ, -29,8614 дБ і $\pm 40^\circ$ (80°) на частоті 2,48 ГГц, як показано на рис. 2.21. Тривимірна діаграма спрямованості GPCН показана на рис. 2.21.

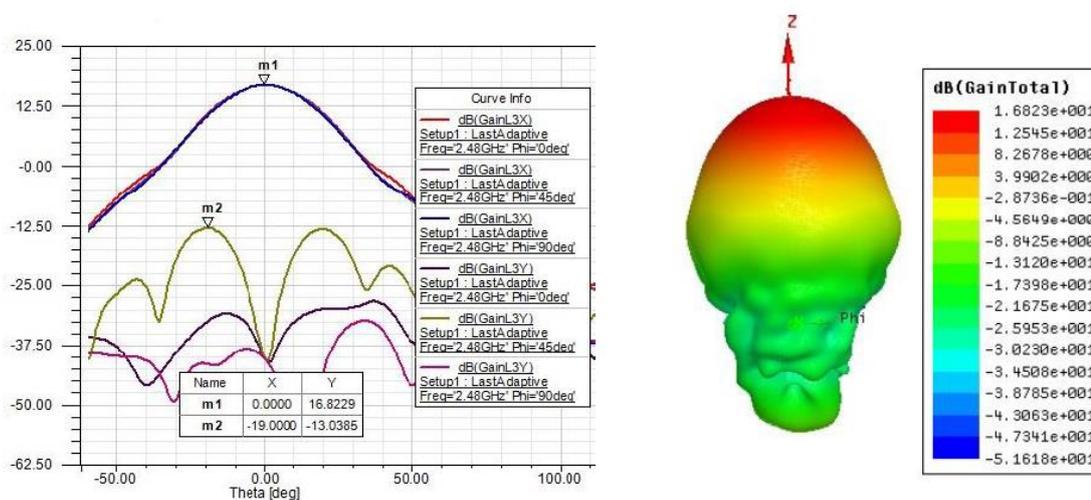


Рисунок 2.21 – Графіки коефіцієнта підсилення і поперечної поляризації та тривимірна діаграма спрямованості розглянутого гауссівського профільованого гофрованого рупора

Axially Corrugated Gaussian Profiled Corrugated Horn Antenna (ACGRHA)

Розглянута аксіально гофрована рупорна антена з гауссовим профілем - це подвійна профільована гофрована рупорна антена. Вона складається з

аксіально профільованої гофрованої рупорної антени та гауссової профільованої гофрованої рупорної антени. Аксіально профільована гофрована рупорна антена має перевагу в компактності розмірів і хорошій діаграмі спрямованості. Аксіальну гофровану рупорну антену описано раніше. Гауссова профільована гофрована антена має менше значення перехресної поляризації і хорошу симетрію діаграми спрямованості, спроектована і була змодельована. Перевагою використання обох профілів в одній структурі є оптимальна конструкція ефективної гофрованої рупорної антени, тобто аксіально гофрованої гауссової профільованої рупорної антени.

Запропонована аксіально гофрована гауссова профільована рупорна антена (АСГРНА) показана на рис. 2.22.

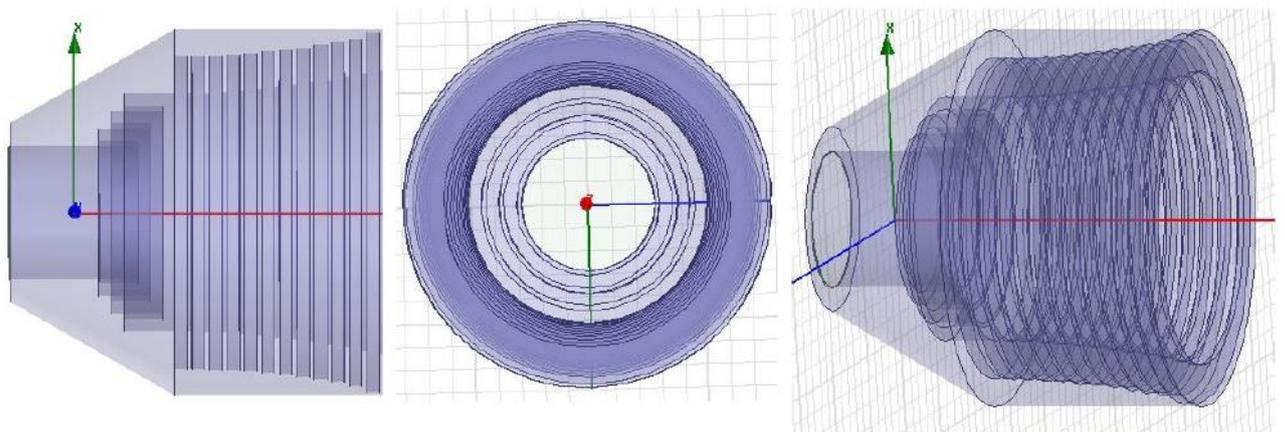


Рисунок 2.22 – Вид збоку, зверху та 3D-проект розглянутого аксіально гофрованого гауссівського профільованого гофрованого рожка

Графік параметра S_{11} АСГРНА показаний на рис. 2.23. Чисельне значення становить -26,1751 дБ на частоті 2,48 ГГц і нижче -20 дБ для всього S-діапазону.



Рисунок 2.23 – Графік параметра S_{11} запропонованого аксіально гофрованого гауссового профільованого рупора

Коефіцієнт підсилення, перехресна поляризація і симетрія променя запропонованої АСГРНА становлять 14,2743 дБ, -35,8704 дБ і $\pm 50^\circ$ (100°) на частоті 2,48 ГГц, як показано на рис. 2.24. Тривимірна діаграма спрямованості АСГРНА показана на рис. 2.24, і тут спостерігається менша величина бічного і заднього пелюстків.

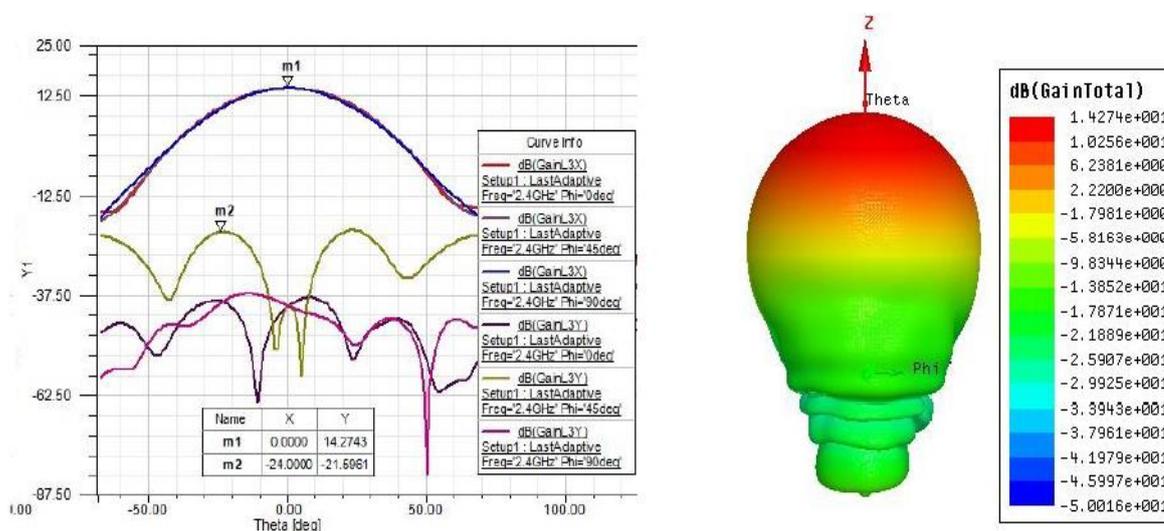


Рисунок 2.24 – Графіки підсилення і перехресної поляризації та 3D діаграма спрямованості запропонованого аксіально гофрованого гауссівського профільованого гофрованого рупора

2.4 Узгоджені до апертури циліндричні рупори

Рупор, який забезпечує значно кращі характеристики, ніж звичайний рупор (з точки зору діаграми спрямованості, імпедансу та частотних характеристик), є рупор, показаний на рисунку 2.25(а), який називається рупором, узгодженим з апертурою. Основна модифікація звичайного (традиційного) рупора, яку ми називаємо тут рупором управління, полягає в прикріпленні секцій з криволінійною поверхнею до зовнішніх країв діафрагми, що зменшує дифракцію, яка виникає на гострих краях діафрагми, і забезпечує плавне узгодження між модами рупора і випромінюванням вільного простору.

На відміну від гофрованого рупора, який є складним і дорогим і зменшує дифракцію на краях діафрагми за рахунок мінімізації падаючого поля, рупор, що відповідає діафрагмі, зменшує дифракцію шляхом модифікації структури (без шкоди для розміру, ваги, пропускної здатності та вартості) таким чином щоб мінімізувати коефіцієнт дифракції. Основні концепції були спочатку досліджені з використанням еліптичних циліндричних секцій, як показано на Рис. 2.25(б); однак, інші опуклі криволінійні поверхні, які плавно зливаються зі звичайною геометрією рупора в точці кріплення, призведуть до подібних покращень. Ця модифікація геометрії може бути використана в широкому діапазоні рупорів, включаючи Е-площину, Н-образні, пірамідальні та конічні рупори. Смуги пропускання 2:1 можна легко досягти за допомогою рупорів з узгодженою апертурою рупорами, що мають еліптичну, кругову або іншу криволінійну поверхню. Радіуси кривизни кривих поверхонь, що використовувалися в експериментальних моделях, коливалися в межах $1,69\lambda \leq a \leq 8,47\lambda$ при $a = b$ і $b = 2a$. Хороші результати можна отримати при використанні кругових циліндричних поверхонь з $2.5\lambda \leq a \leq 5\lambda$.

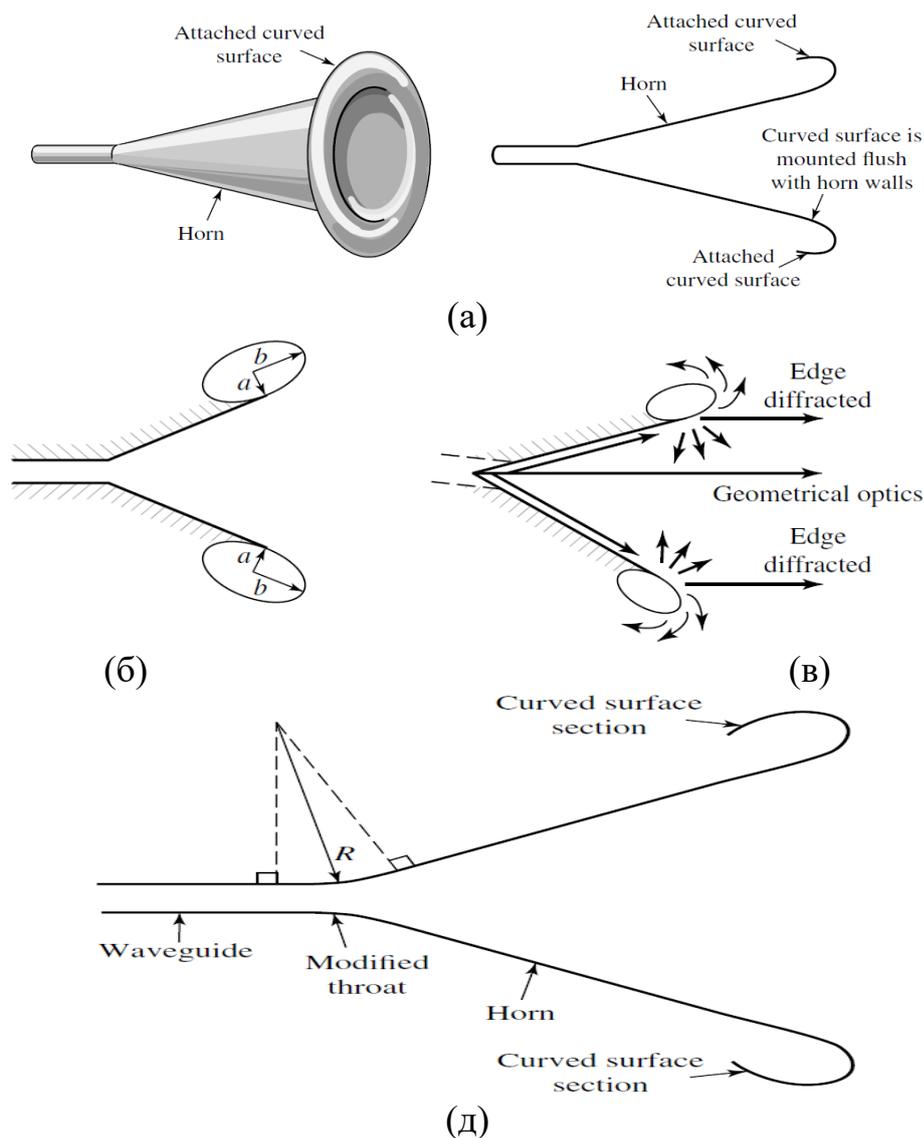
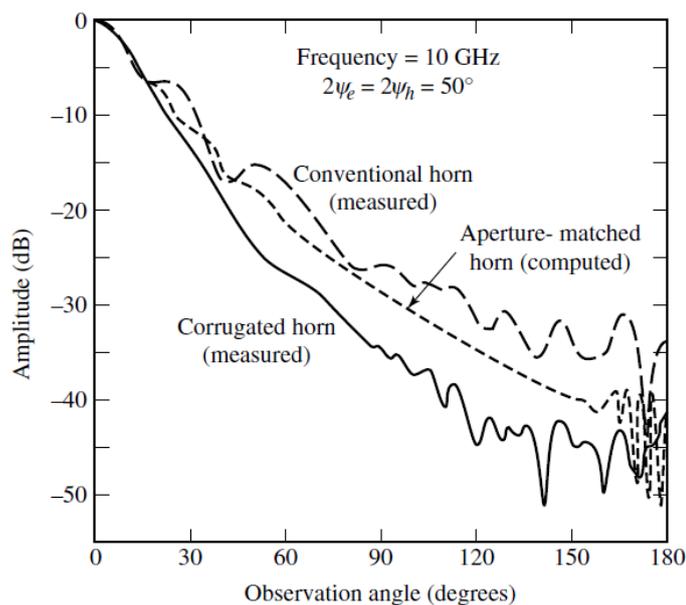


Рисунок 2.25 - Геометрія циліндричного рупора, узгодженого з апертурою:
 (а) базова геометрія; (б) еліптичні циліндричні випромінювальні поверхні;
 (в) механізм дифракції хвиль; (г) модифікований циліндричний рупор

Основний механізм випромінювання такого рупора показано на рисунку 2.25(в). Введення вигнутих ділянок криволінійних ділянок на краях не усуває дифракції; натомість воно замінює крайову дифракцію на дифракцією на криволінійній поверхні, яка має тенденцію забезпечувати практично незбурений потік енергії через перехід, навколо криволінійної поверхні та у вільний простір. У порівнянні зі звичайними рупорами, цей механізм випромінювання призводить до більш гладких діаграм спрямованості зі значно зменшеними чорними пелюстками і незначними віддзеркаленнями назад у рупор. Розмір, вага і вартість конструкції рупора з апертурним узгодженням рупора з апертурним узгодженням зазвичай дещо

більші і можуть бути зведені до мінімуму, якщо половина (половина секції еліпса) або квадрантні (одна четверта частина еліпса) секції замість повних закритих поверхонь. замкнутих поверхонь.

Для ілюстрації покращень, які дають рупори з узгодженою апертурою, було розраховано діаграму спрямованості в Е-площині, рівень задньої пелюстки і ширину діаграми спрямованості пірамідального рупора $2,96\lambda \times 2,96\lambda$ було обчислено і порівняно з вимірними даними відповідних контрольних та гофрованих рупорів. Отримані дані показані на рисунках 2.26(а,в,г). Вивчаючи діаграми спрямованості на рисунку 2.26(а), видно, що рупор з апертурою рупор з апертурою забезпечує більш гладку діаграму спрямованості і нижчий рівень задньої пелюстки, ніж звичайні рупори. рупорів (званих тут контрольним рупором); однак, він не забезпечує для широких малих пелюсток такого ж зменшення, як гофрований рупор. Для досягнення майже однакової діаграми спрямованості всіх трьох рупорів, загальний розмір рупора повинен бути збільшений. Якщо модифікації для рупорів, узгоджених з апертурою, і гофрованих рупорів рупорів були зроблені тільки в кряях Е-площини, діаграми спрямованості в Н-площині для всіх трьох рупорів були б практично за винятком того, що рівень задньої пелюстки рупорів, узгоджених з апертурою, і гофрованих рупорів був би значно знизився.



(a)

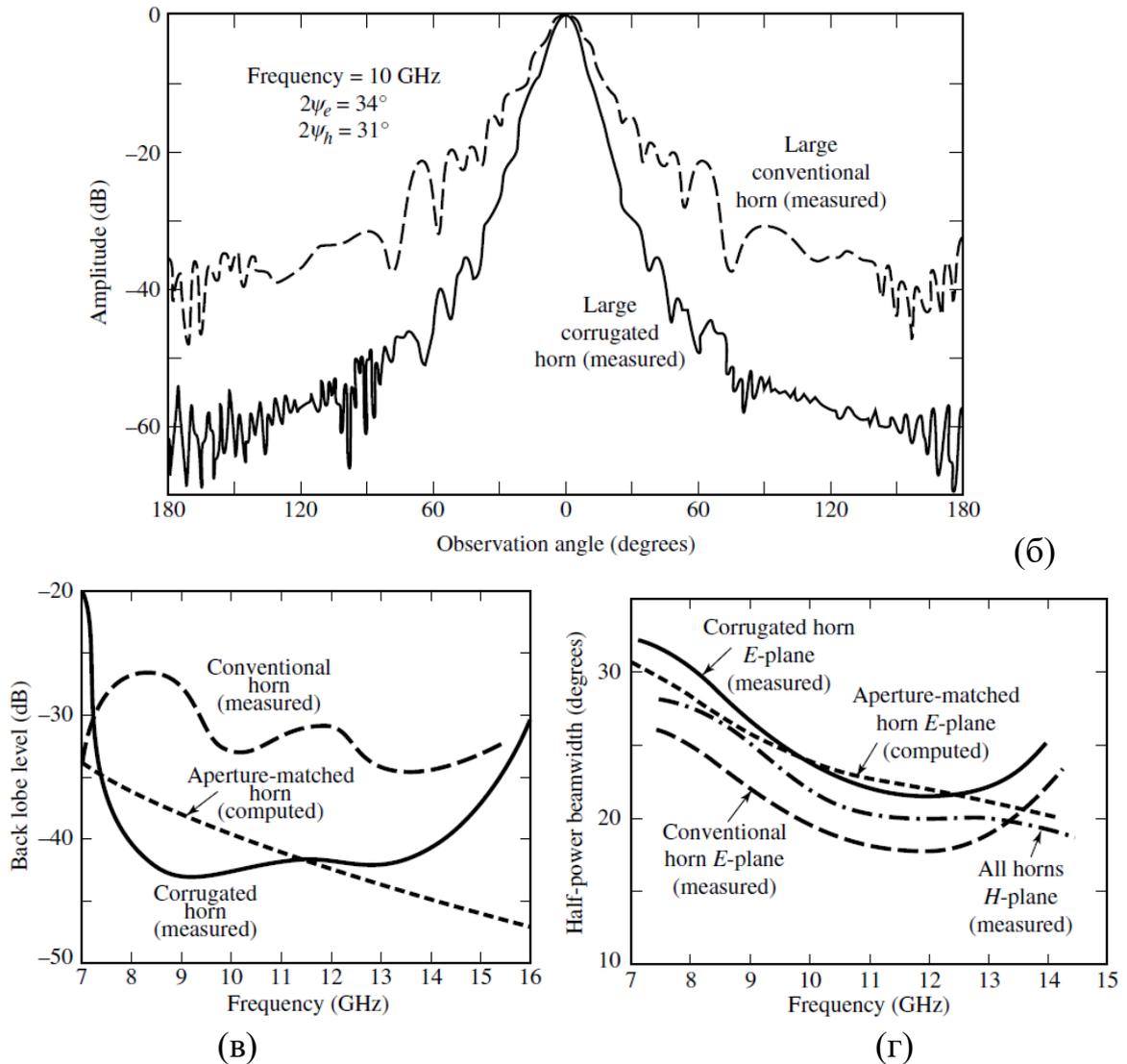


Рисунок 2.26 – Характеристики випромінювання звичайної та гофрованої циліндричної рупорних антен: (а) площина Е ($2,96\lambda \times 2,96\lambda$); (б) площина Е ($8,2\lambda \times 8,2\lambda$); (в) рівень задньої частки площини Е ($2,96\lambda \times 2,96\lambda$); (в) ширина променя половинної потужності в площині Е ($2,96\lambda \times 2,96\lambda$)

Рівень задньої пелюстки тих самих трьох рупорів (контрольного, гофрованого і з підбраною апертурою) показано на рисунку 2.26(в). Гофрований рупор має нижчу інтенсивність задньої пелюстки на нижньому кінці частотного діапазону, тоді як рупор з узгодженою апертурою демонструє кращі характеристики у верхній частині діапазону. Однак, як гофрований, так і рупор з апертурою демонструють кращі характеристики рівня задньої пелюстки порівняно з контрольним (звичайним) рупором майже у всьому діапазоні частот. Напівпотужність характеристики ширини смуги пропускання тих самих трьох рупорів показано на рисунку 2.26(г). Оскільки

контрольний (звичайний) рупор має рівномірний розподіл по всій площині апертури, порівняно з конічним розподілом для гофрованого і узгодженого з апертурою рупорів, він має найменшу ширину променя практично у всьому діапазоні частот.

У звичайному рупорі на КСХ по напрузі та імпеданс антени в першу чергу впливають горловина і відбиття від апертури. Використовуючи геометрію рупора, узгоджену з апертурою, як показано на рисунку 2.25(а), апертурні відображення у напрямку до внутрішньої частини рупора значно зменшуються. Тому єдиними домінуючими факторами, що залишаються домінуючими факторами залишаються відображення від рупора. Для зменшення відбиттів від горла було запропоновано використовувати гладку вигнуту поверхню для з'єднання хвилеводу і стінок рупора, як показано на рисунку 2.25(г). Такий перехід був застосований при проектуванні і створенні комерційного рупора Х-діапазону (8,2-12,4 ГГц) пірамідальний рупор (рис. 2.27), звуження якого має експоненціальний характер. Виміряні значення КСХ у смузі частот 8-12 ГГц за допомогою звичайного експоненціального рупора Х-діапазону (показано на рис. 2.27), з криволінійними ділянками на його апертурі і без них, показано на рис. 2.28.

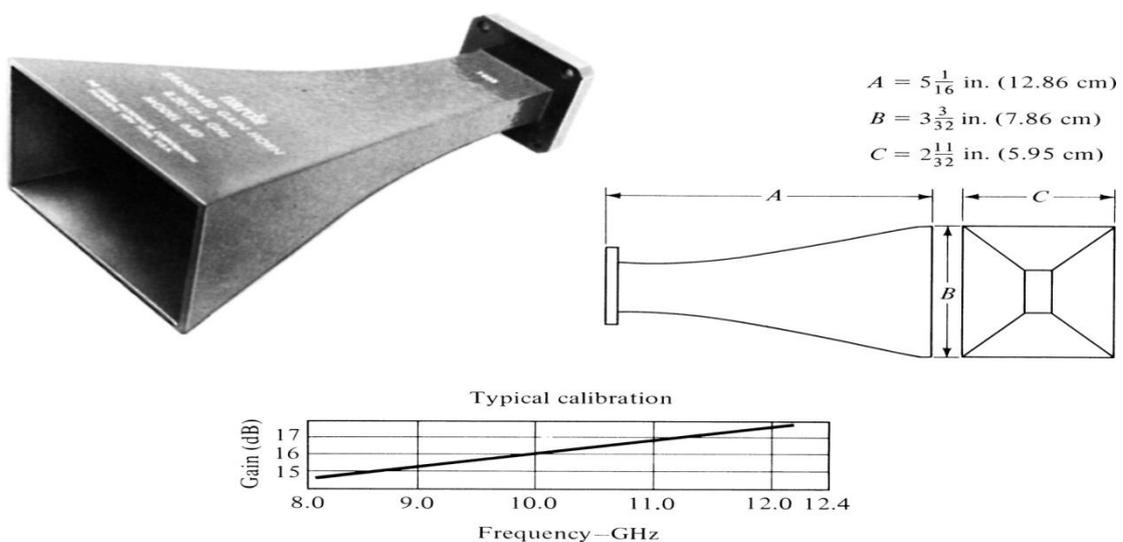


Рисунок 2.27 – Типовий пірамідальний рупор Х-діапазону (8,2–12,4 ГГц) зі стандартним підсиленням та його характеристики підсилення

Для створення рупора, узгодженого з діафрагмою, були використані невеликі циліндричні секції. КСХ для звичайного рупора дуже малий (менше 1,1) у всьому діапазоні частот тому що відображення від горла є незначними порівняно з відображеннями від діафрагми. Очевидно, що КСХ відповідного рупора з апертурою не набагато вищі, ніж у звичайного рупора, оскільки і горлові, і апертурні відбиття дуже мінімальні.

Базова конструкція рупора з апертурним узгодженням може бути розширена за рахунок включення гофрів на його внутрішній поверхні. Цей тип конструкції має переваги, які мають як рупор з апертурним узгодженням, так і гофровані рупори з перехресно-поляризованими компонентами менше - 45 дБ у значній частині смуги пропускання. Завдяки своїм чудовим характеристикам перехресної поляризації цей рупор рекомендується для використання в якості еталонного рупора і для повторного використання частоти як в супутникових, так і в наземних системах.

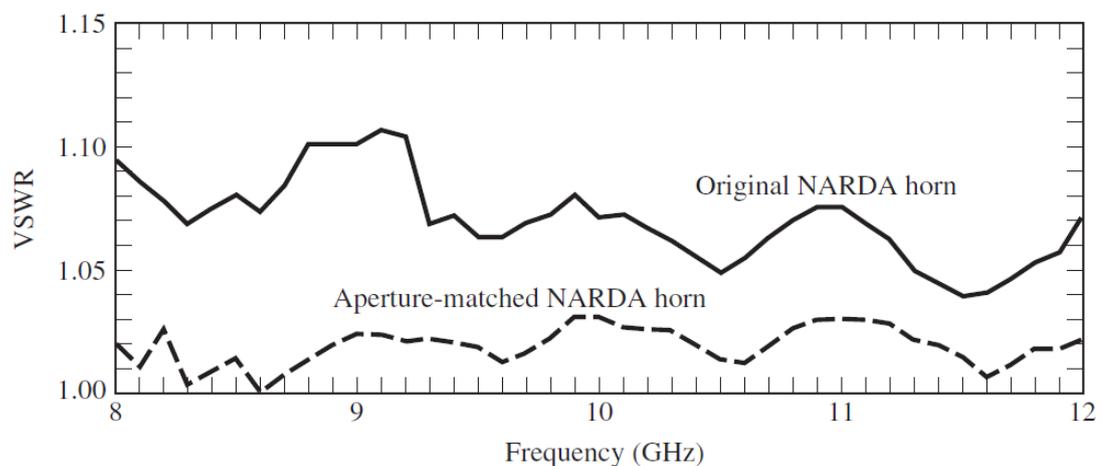


Рисунок 2.28 – Графік КСХ для експоненціально конічних пірамідальних рупорів (звичайний і з апертурою узгоджені)

2.5 Практична конструкція рупора з апертурним узгодженням у Х-діапазоні з оптимізацією заднього пелюстка та рівня перехресної поляризації

Досліджуваний рупор призначено для роботи в Х-діапазоні (рис. 2.29) [36]. Рупор працює в мікрохвильовому діапазоні 8,00-12,00 ГГц. Для дослідження впливу додавання апертурної узгоджувальної секції спочатку спроектовано конічний рупор Х-діапазону. Частота зрізу круглого хвилеводу визначається за формулою [36]

$$f_c = \frac{p'_{11}c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.12)$$

де a - радіус хвилеводу, $p'_{11} = 1.841$ для TE_{11} режиму, f_c = частота зрізу хвилеводу. Для Х діапазону $f_c = 8$ ГГц, а $a = 0,011$ м є достатнім для конструкції. Розміри факела розміри факела рупора вибрано для коефіцієнта підсилення 20 дБ. З діаграми залежності, наведеної Кінгом, $A_{wg} = 4,2 \lambda$ і $L_{wg} = 6 \lambda$. Для центральної частоти Х-діапазону $\lambda=0,03$ м.

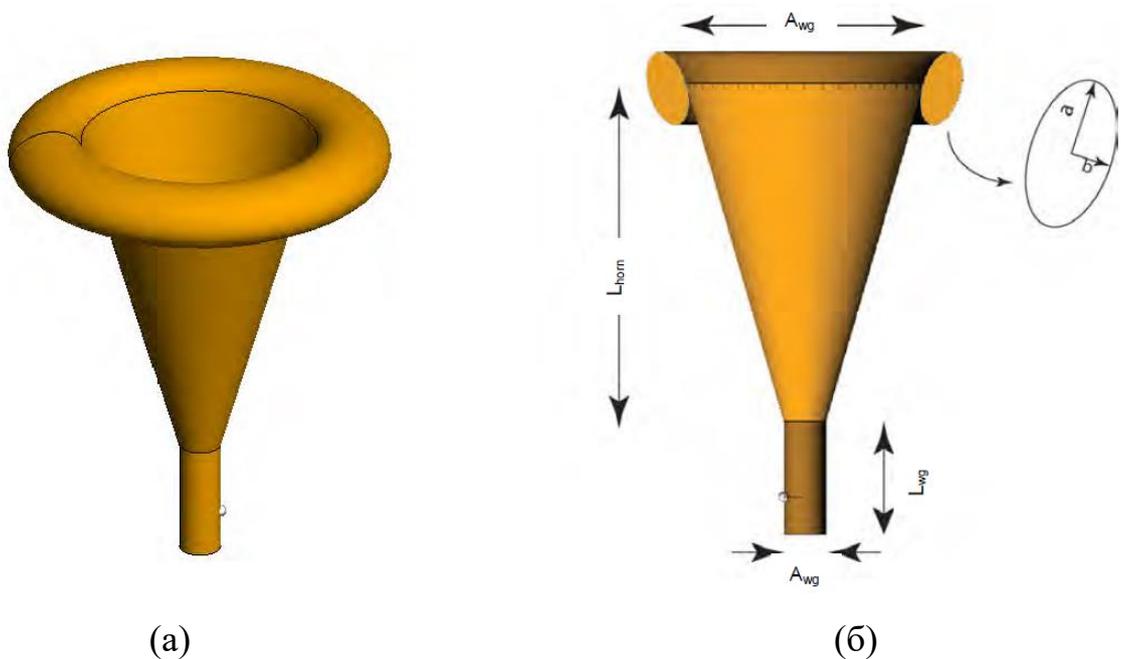


Рисунок 2.29 – Загальний вигляд циліндричної рупорної антени з апертурним узгодженням (а) і креслення її поперечного перерізу [36]

Рупор збуджується в режимі TE_{11} . Випромінюване далеке поле для цього режиму для кінчного рупора задається формулою [36]

$$E_{\theta} = \frac{A_{11}}{r^{1/2} \sin \theta} J_1(\nu\theta) \sin \phi H_y^{(2)}(kr) \quad (2.13)$$

$$E_{\phi} = \frac{A_{11}}{r^{1/2} \sin \theta} \nu J_1'(\nu\theta) \cos \phi H_y^{(2)}(kr) \quad (2.14)$$

де $H_y^{(2)}$ - функція Ханкеля другого роду, J_1 - функція Бесселя першого роду. $Y = p'_{11}/\alpha_0$, α_0 - апертура кут нахилу рупора. Додавання ділянки узгодження апертури дещо змінює ефективний радіус апертури рупорної антени рупорної антени, а також зменшує крайову дифракцію.

Спів-полярні та крос-полярні компоненти електричного поля можуть бути можна обчислити з третього означення перехресної поляризації Людвіга [36]. поляризації [36]. Якщо спів-полярне електричне поле записується через E_{cp} , а крос-полярну компоненту електричного поля через E_{xp} тоді [36]

$$\begin{bmatrix} E_{cp} \\ E_{xp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \phi & \cos \phi \\ \cos \phi & -\sin \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\theta} \\ E_{\phi} \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Крос-полярні компоненти E_{xp} , можна легко отримати з останнього рівняння після обчислення ефекту узгодження апертури на компоненти E_{θ} і E_{ϕ} . Поперечна поляризація стає функцією як θ , так і ϕ . На рис. 2.30 показано типові спів-полярна і крос-полярна діаграми спрямованості рупора з апертурним узгодженням. узгодженого рупора.

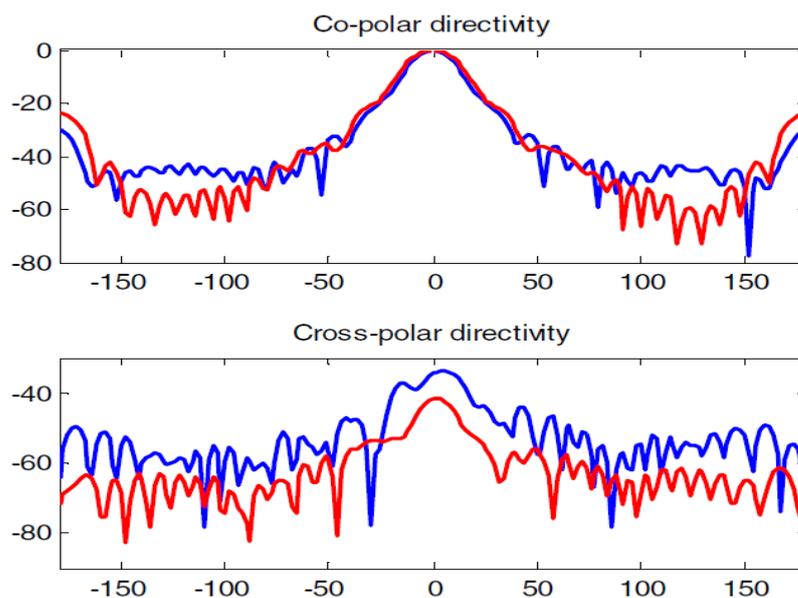
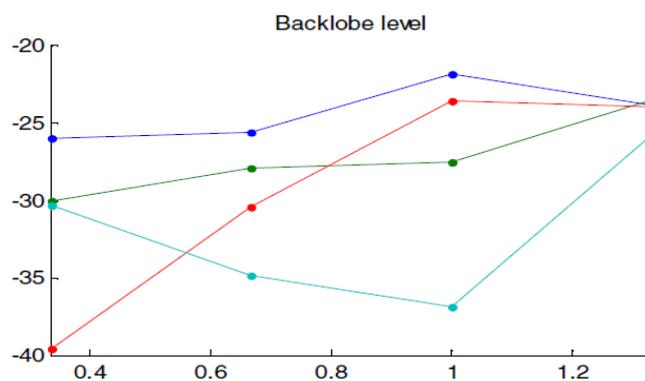
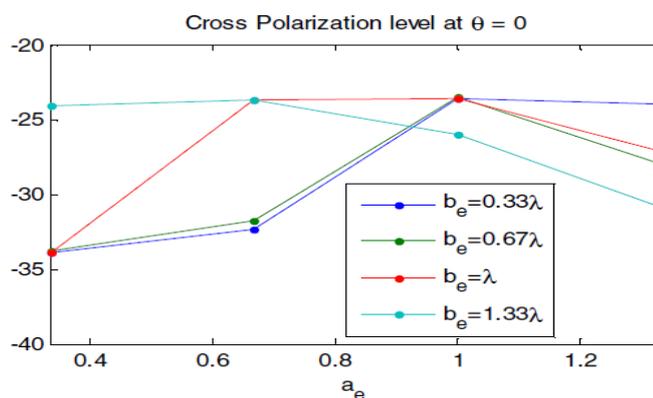


Рисунок 2.30 – Графіки спів-полярної і крос-полярної діаграми спрямованості нормального конічного рупора (синя лінія) та рупора з апертурним узгодженням (червона лінія)



(а)



(б)

Рисунок 2.31 – Рівень зворотної (а) та поперечної (б) поляризації при $\theta = 0$ при зміні a_e та для рупорної антени з апертурним узгодженням. Кополярна і крос-полярна спрямованість a_e змінюється вздовж горизонтальної осі

Для досліджуваного рупора залежність параметра S_{11} від частоти показано на рис. 2.31. Значення параметра S_{11} виявилося меншим за -27 дБ або 0,04467 рази в робочій смузі частот.

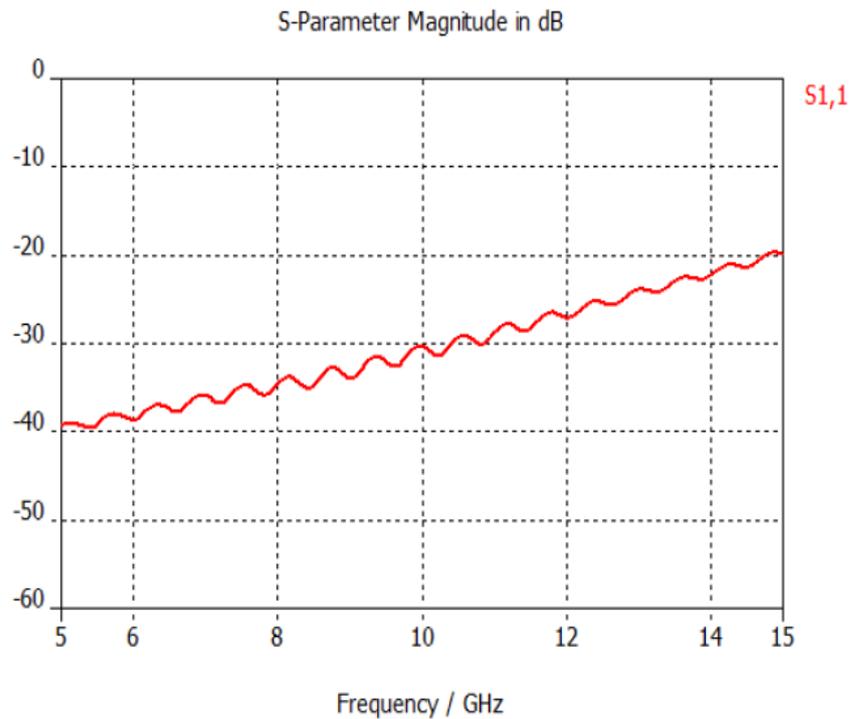


Рисунок 2.32 – Графік частотної характеристики параметра S_{11} в робочому діапазоні частот

Діаграма спрямованості спроектованого рупора на центральній частоті X-діапазону показано на рис. 2.33. Рівень задньої пелюстки антени антени на цій частоті нижче -27 дБ, а рівень поперечної поляризації рівень поперечної поляризації не перевищує -37 дБ.

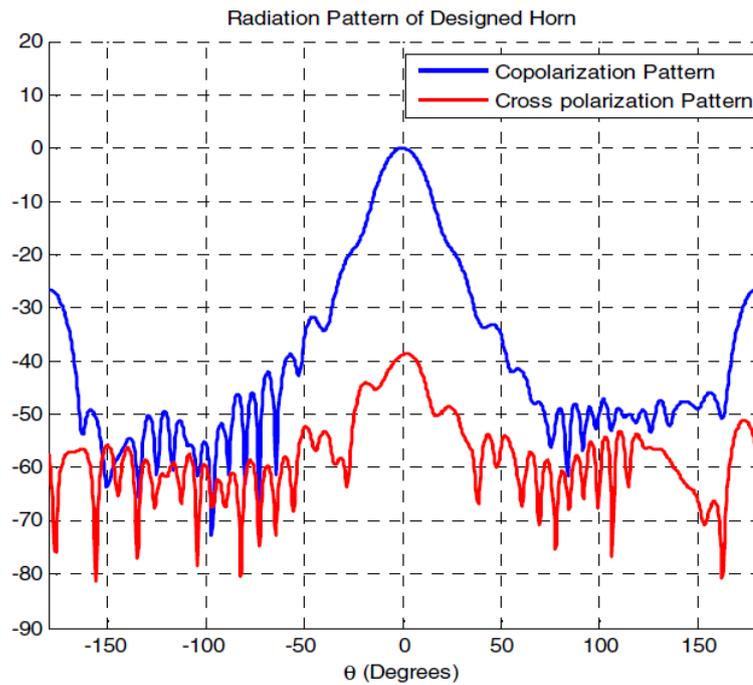


Рисунок 2.33 – Діаграма спрямованості досліджуваного циліндричного рупора з узгодженою апертурою

2.6 Висновки до розділу

У цьому розділі було систематизовано та проаналізовано основні теоретичні положення, які стосуються принципів побудови, електродинамічних характеристик і практичного застосування конічних рупорних антен.

У підрозділі 2.1 розглянуто конічну рупорну антену класичної форми як базову еталонну конструкцію. Проаналізовано її геометричні параметри, механізм формування випромінювання та характеристики спрямованості. Показано, що така антена є відносно простою в реалізації, проте має обмеження щодо рівня бічних пелюсток, перехресної поляризації та узгодження в широкому частотному діапазоні.

У підрозділі 2.2 досліджено теоретичні засади гофрованих рупорних антен та їх основні різновиди: LPCНА, APCНА, CPCНА, GPCНА, ASCPНА. Встановлено, що застосування гофрованої поверхні дозволяє значно покращити поляризаційні властивості, зменшити рівень перехресної

поляризації та бічних пелюсток, а також забезпечити квазісиметричну діаграму спрямованості та близьке до гаусівського розподілу поля в апертурі. Проаналізовано вплив профілю гофрів на амплітудно-фазовий розподіл випромінювання.

У підрозділі 2.3 охарактеризовано практичні конструкції гофрованих циліндричних рупорних антен. Розглянуто особливості їх геометричних параметрів, матеріалів і технологій виготовлення. Показано, що такі антени широко застосовуються у радіоастрономії, радіолокації та супутниковому зв'язку завдяки стабільним характеристикам і низьким втратам.

Підрозділ 2.4 присвячений узгодженим до апертури циліндричним рупорам, у яких реалізується плавний перехід від хвилеводу до вільного простору. Показано, що апертурне узгодження зменшує коефіцієнт відбиття, покращує узгодження за імпедансом і сприяє формуванню більш рівномірного розподілу поля, що позитивно впливає на ККД та коефіцієнт підсилення антени.

У підрозділі 2.5 розглянуто практичну конструкцію рупорної антени для X-діапазону з апертурним узгодженням та оптимізацією характеристик заднього пелюстка і рівня перехресної поляризації. Встановлено, що використання оптимізованого профілю та спеціальних елементів узгодження (діелектричних вставок, профільованих гофрів або перехідних елементів) дозволяє суттєво зменшити небажане випромінювання у зворотному напрямку та підвищити чистоту поляризації, що є критично важливим для X-діапазонних систем зв'язку та радіолокації.

Таким чином, у цьому розділі доведено, що перехід від класичної конічної форми до гофрованих та апертурно-узгоджених конструкцій є ефективним шляхом покращення основних електромагнітних характеристик рупорних антен. Отримані теоретичні результати створюють підґрунтя для подальшого синтезу, моделювання та оптимізації високоефективних рупорних антен для сучасних радіотехнічних систем.

3 КОМП'ЮТЕРНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ТА МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИЛІНДРИЧНОЇ РУПОРНОЇ АНТЕНИ В ПАКЕТІ ПРОГРАМ ANSYS HFSS

3.1 Синтез конструкції оптимальної циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS

Для синтезу оптимальної циліндричної рупорної антени в ANSYS HFSS можна використовувати Antenna Design Toolkit для напівавтоматизованого процесу або ручний підхід, який інтегрує HFSS із зовнішнім алгоритмом оптимізації, таким як генетичний алгоритм, для повністю налаштованого рішення. Для будь-якого методу основні кроки включають визначення геометрії, призначення матеріалів та граничних умов, налаштування збудження та визначення мети оптимізації для пошуку найкращих параметрів для бажаної продуктивності.

Нижче описані два основні способи синтезу конструкції циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS.

Спосіб 1 – Використання Antenna Design Toolkit (напівавтоматизований):

- 1) Налаштування проекту. Розпочніть новий проект та виберіть правильний тип рішення в HFSS.
- 2) Використання інструментарію. Перейдіть до Antenna Design Toolkit, виберіть тип антени "Рупор" та виберіть потрібну форму (наприклад, круглу).
- 3) Встановлення частоти. Введіть потрібну центральну частоту для антени.
- 4) Визначення параметрів. Використовуйте функцію синтезу інструментарію, яка автоматично розрахує та оновить геометричні параметри антени на основі вибраної частоти та інших налаштувань.
- 5) Запустіть моделювання. Інструментарій автоматично створює необхідну модель, межі, збудження та налаштування рішення. Запустіть аналіз та перегляньте результати, такі як S-параметри та діаграми спрямованості далекого поля.

Спосіб 2 – Ручне проектування за допомогою оптимізатора (повне налаштування):

- 1) Визначення геометрії. Вручну намалюйте циліндричну рупорну антену в HFSS, визначивши всі геометричні параметри (наприклад, радіус, довжину, конусність) як змінні.
- 2) Налаштування середовища:
 - Призначення матеріалів (наприклад, міді) рупору.
 - Встановлення граничних умов, включаючи ідеальний електричний провідник (PEC) для самого рупора та межу випромінювання (наприклад, PML) навколо моделі.
- 3) Визначення збудження. Додавання хвильового порту на вході рупора для збудження антени.
- 4) Налаштування оптимізації:
 - Інтеграція HFSS з алгоритмом оптимізації, таким як генетичний алгоритм.
 - В оптимізаторі визначте цільову функцію (наприклад, максимізація коефіцієнта посилення, мінімізація S11) та змінні, що підлягають оптимізації (наприклад, розміри рупора).
- 5) Запуск моделювання та оптимізації. Цикл оптимізації запустить численні моделювання HFSS, автоматично змінюючи параметри, щоб знайти набір, який найкраще відповідає цільовій функції.
- 6) Перегляд результатів. Після завершення оптимізації перегляньте кінцеву геометрію та результати продуктивності в HFSS.

У магістерській кваліфікаційній роботі був обраний перший шлях синтезу конструкції циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS. На рис. 3.1 показаний скриншот синтезу конструкції потимальної циліндричної рупорної антени в напівавтоматичному режимі з використанням інструментарію HFSS Antenna Design Toolkit.

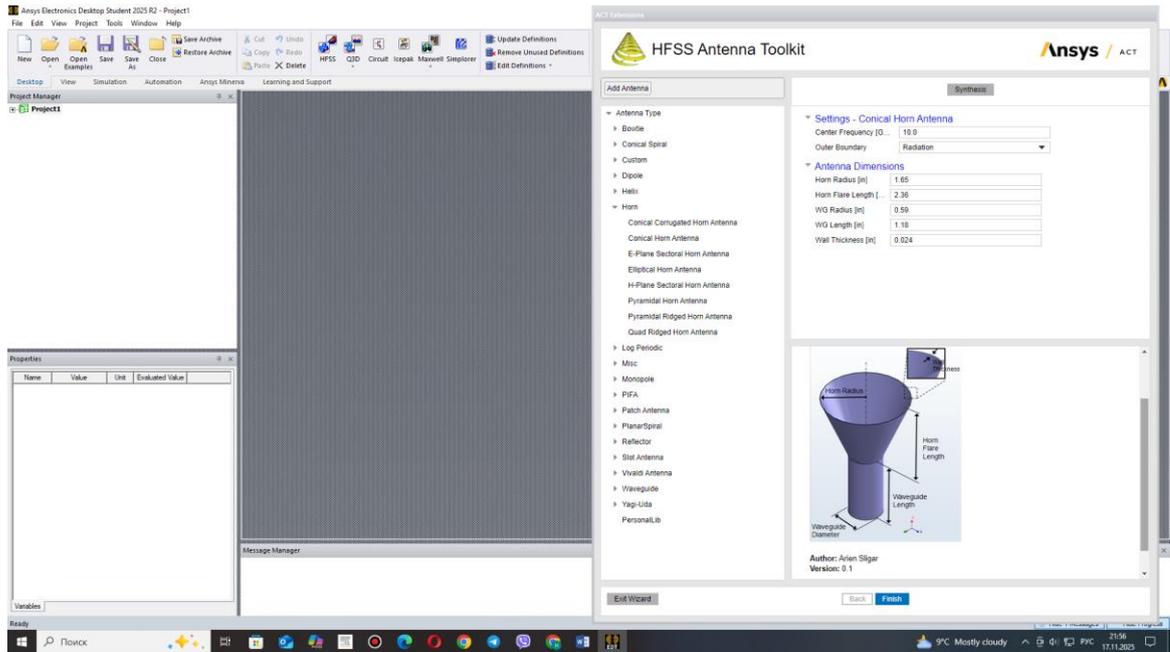


Рисунок 3.1 – Синтез конструкції оптимальної циліндричної рупорної антени з використанням HFSS Antenna Design Toolkit

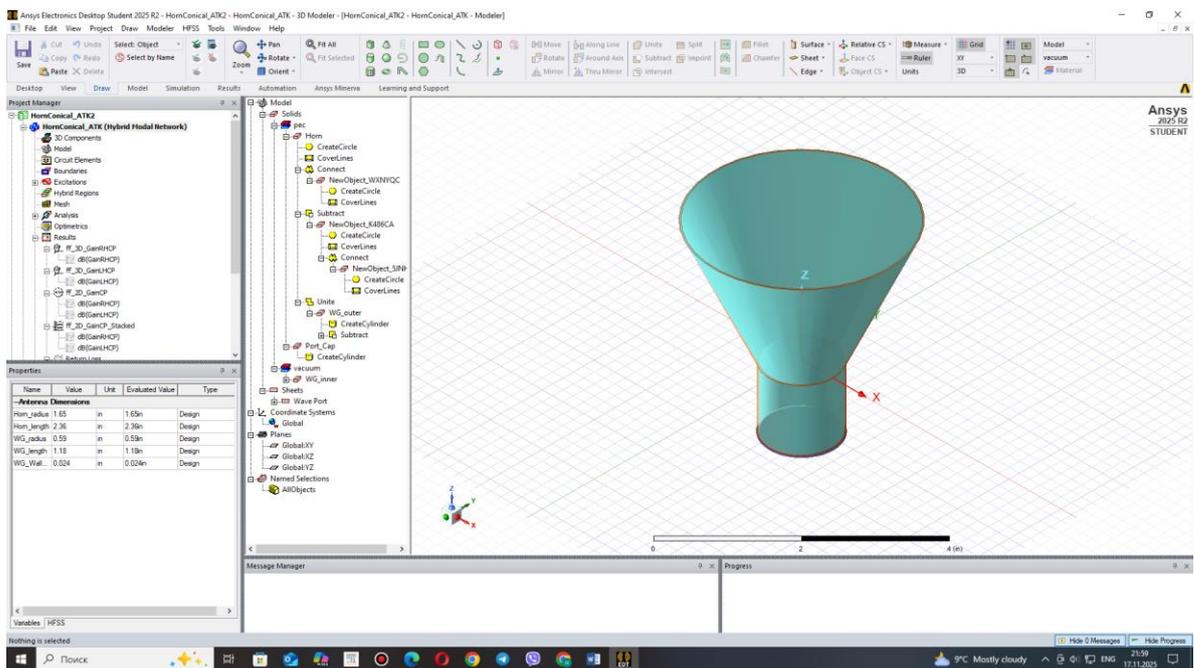
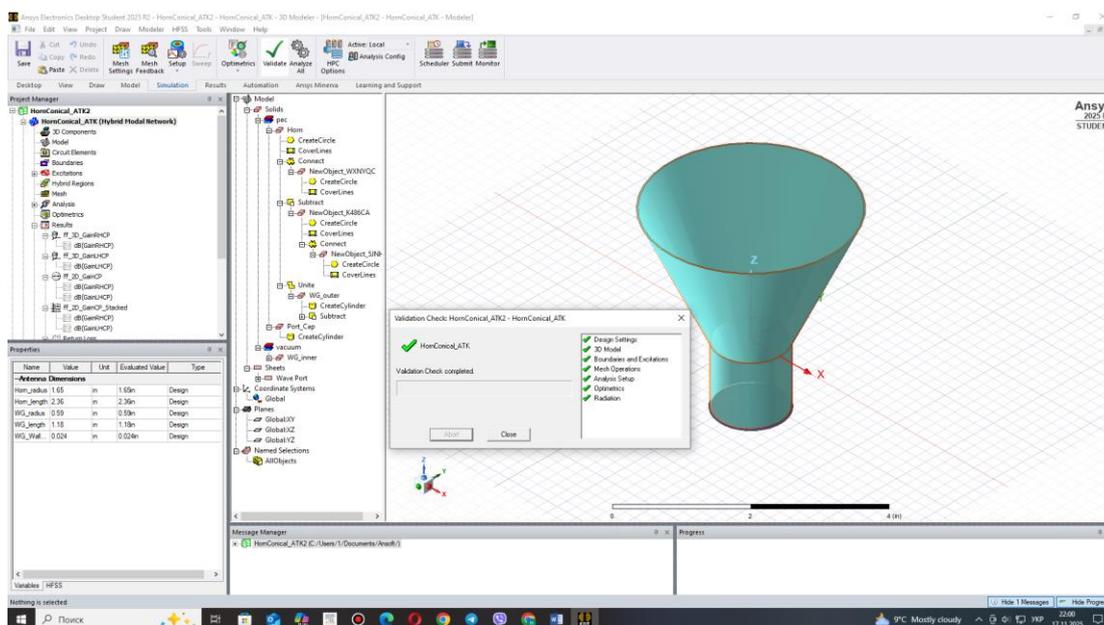
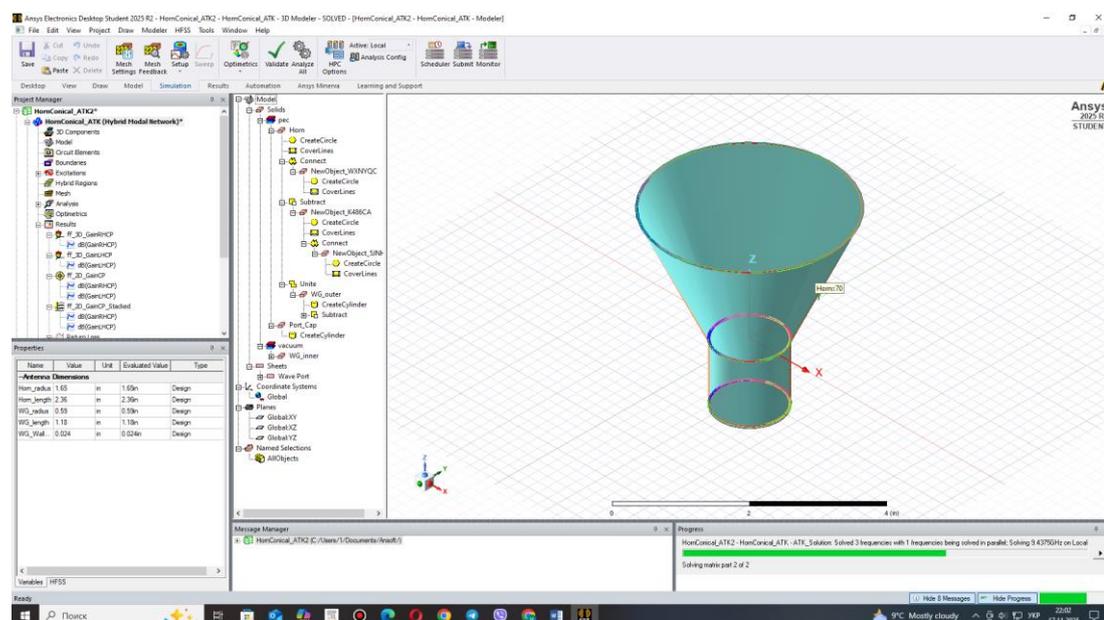


Рисунок 3.2 – Синтезована конструкція оптимальної циліндричної рупорної антени на частоту 10 ГГц в пакеті програм ANSYS HFSS

Валідація та моделювання антени показані на рис. 3.3.



(a)



(б)

Рисунок 3.3 – Валідація конструкції (а) та моделювання (б) оптимальної циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS

3.2 Модельне дослідження спрямованих властивостей оптимальної циліндричної рупорної антени 10 ГГц

На рис. 3.4 показана 3-D діаграма спрямованості оптимальної циліндричної рупорної антени на частоті 10 ГГц. Як видно з рис. 3.4

коефіцієнт підсилення оптимальної циліндричної рупорної антени на частоті 10 ГГц становить 17,25 дБ.

На рис. 3.5 показані діаграми спрямованості оптимальної циліндричної рупорної антени на частоті 10 ГГц в поперечних вертикальних площинах XZ та YZ у полярній системі координат.

На рис. 3.6 показані діаграми спрямованості оптимальної циліндричної рупорної антени на частоті 10 ГГц в поперечних вертикальних площинах XZ та YZ у прямокутній системі координат.

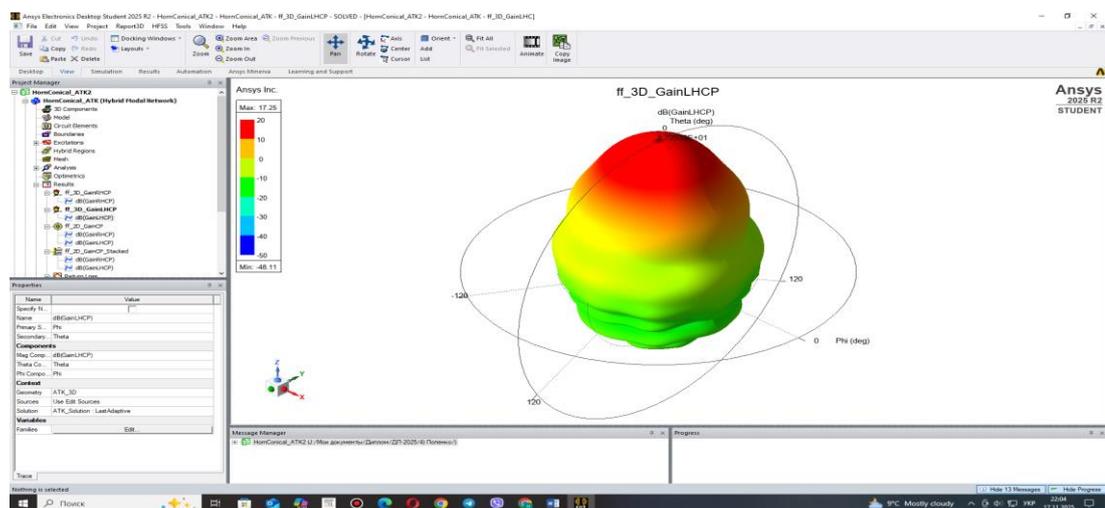


Рисунок 3.4 – 3-D діаграма спрямованості оптимальної циліндричної рупорної антени на частоті 10 ГГц

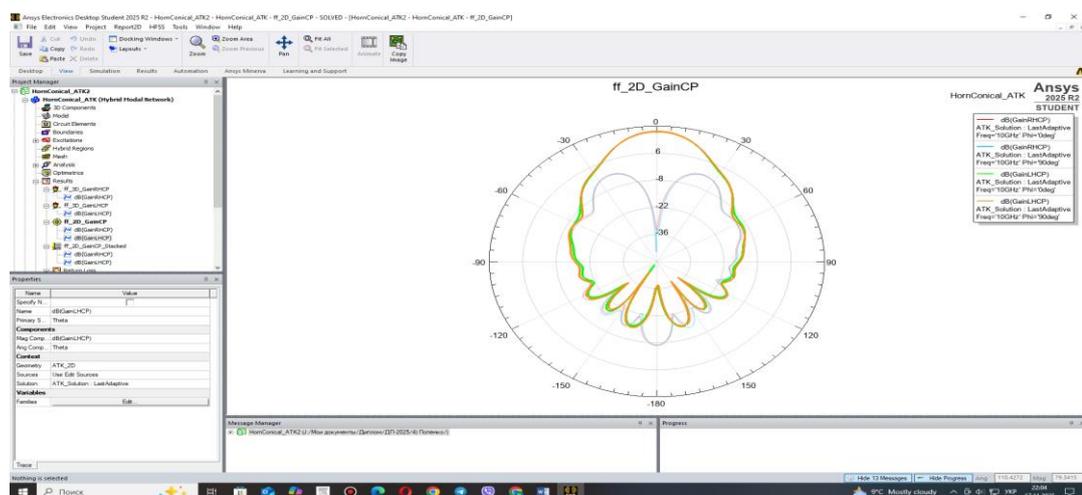


Рисунок 3.5 – Діаграми спрямованості оптимальної циліндричної рупорної антени на частоті 10 ГГц в поперечних вертикальних площинах XZ та YZ у полярній системі координат

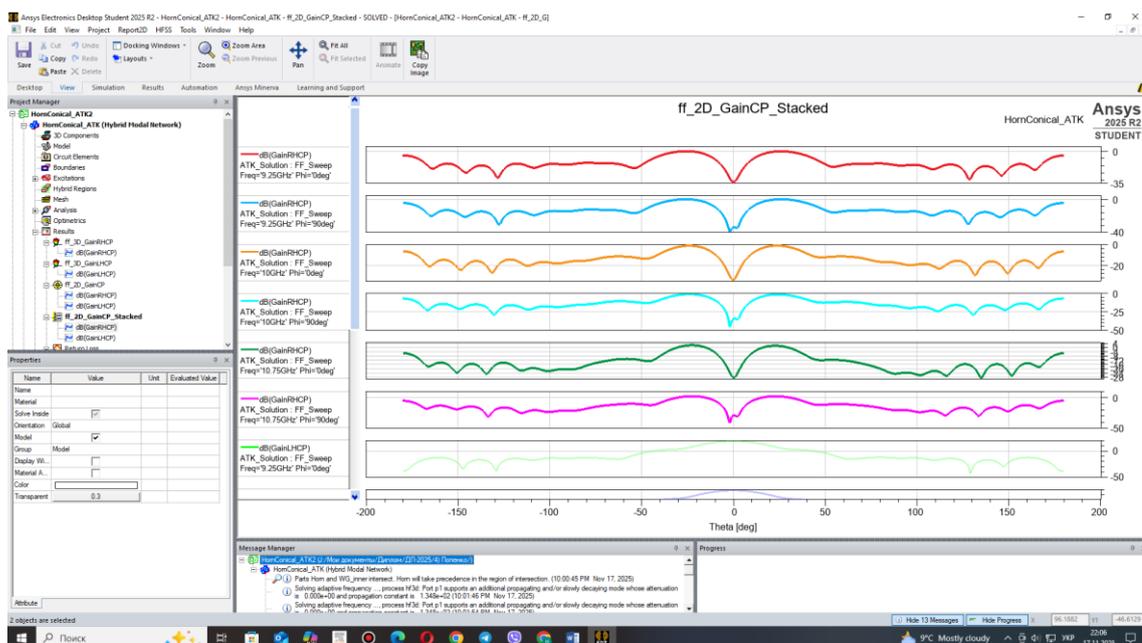


Рисунок 3.6 – Діаграми спрямованості оптимальної циліндричної рупорної антени на частоті 10 ГГц в поперечних вертикальних площинах XZ та YZ у прямокутній системі координат

На рис. 3.7 і рис. 3.8 показано відповідно процес задання параметрів і накладання діаграми випромінювання на зображення рупорної антени.

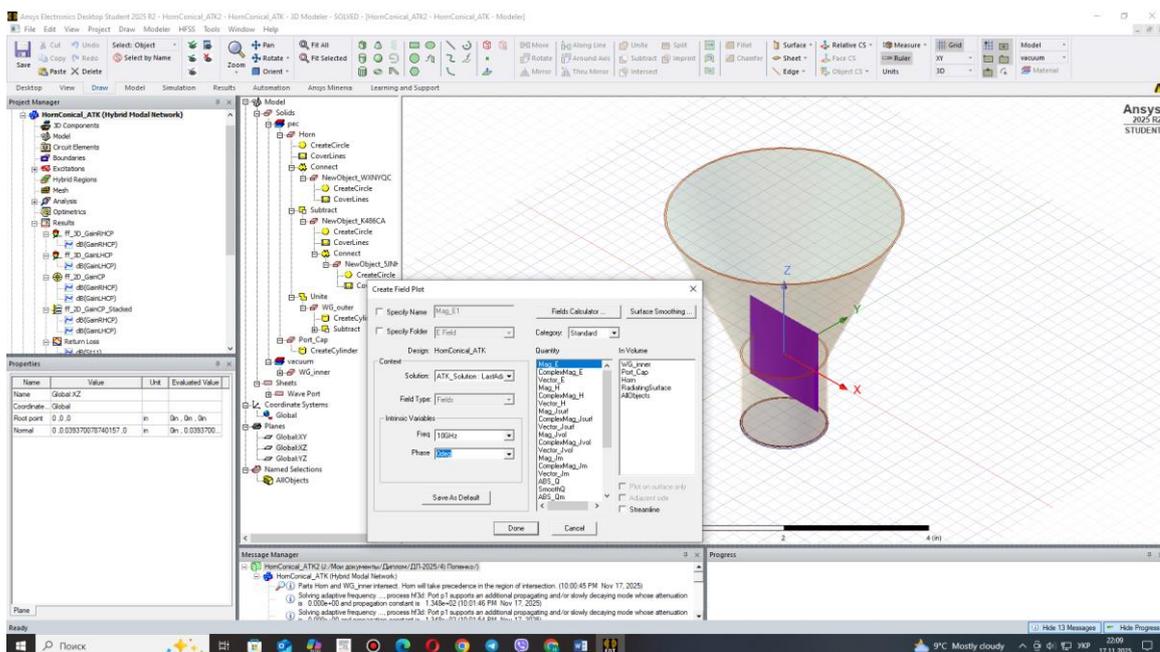


Рисунок 3.7 – Процес задання параметрів циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS

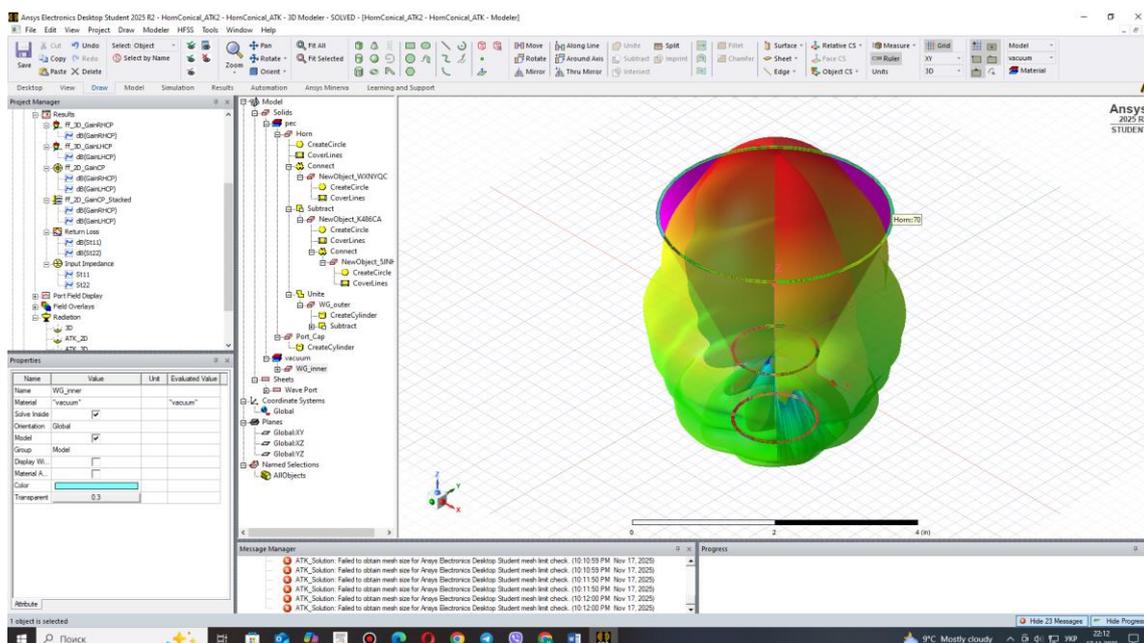


Рисунок 3.8 – Результат накладання 3-D діаграми випромінювання на конструкцію циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS

3.3 Дослідження хвильових характеристик оптимальної циліндричної рупорної антени 10 ГГц

Графіки основних хвильових характеристик показані на рис. 3.9-3.10.

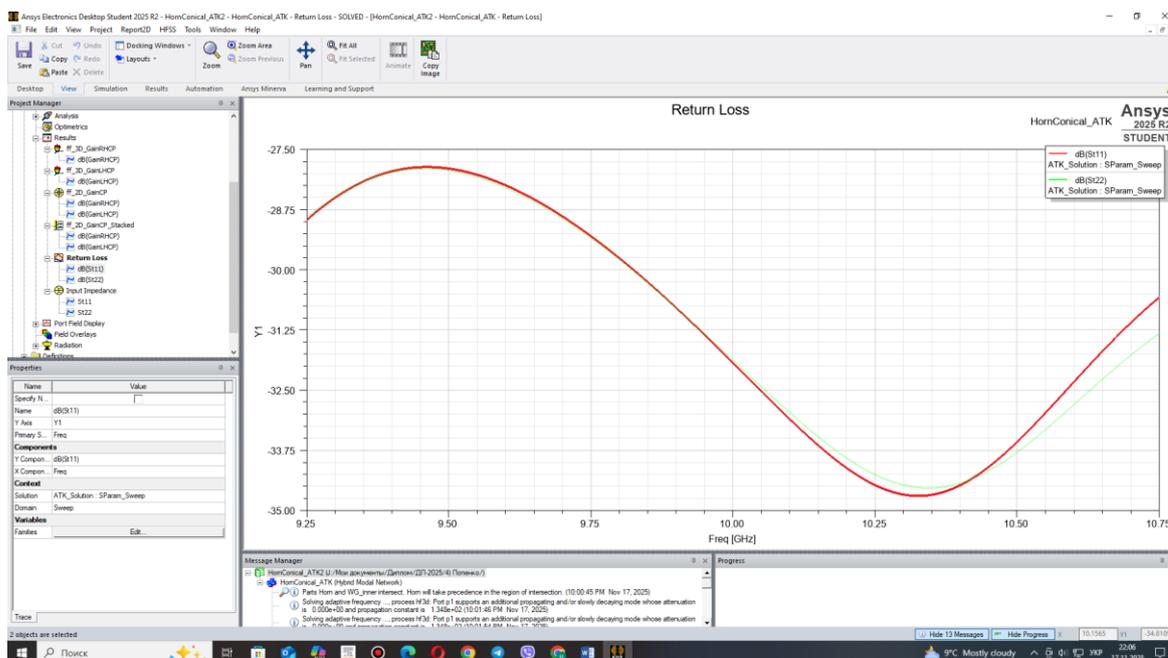


Рисунок 3.9 – Графік частотної характеристики коефіцієнта зворотних втрат оптимальної циліндричної рупорної антени

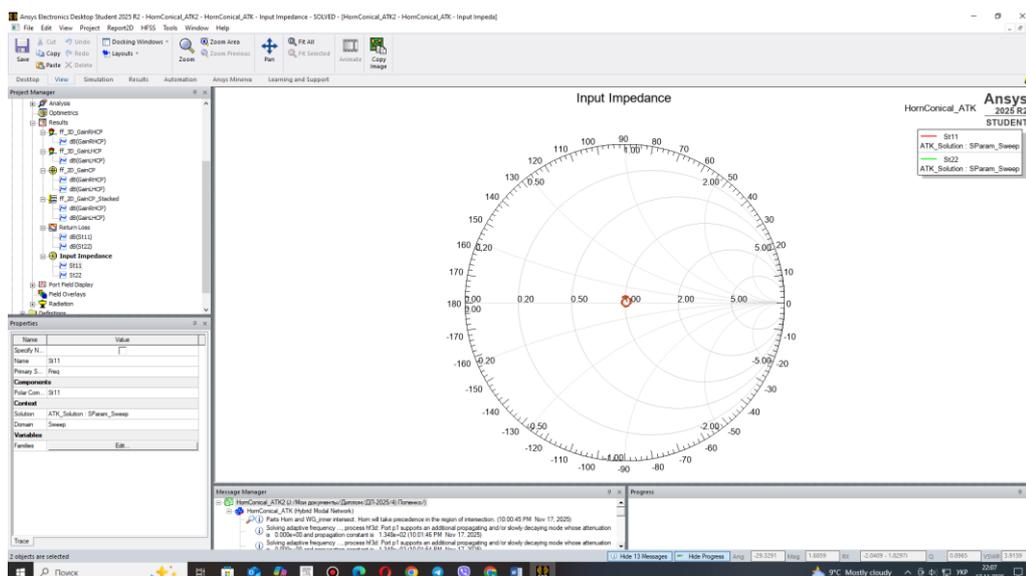


Рисунок 3.10 – Діаграма Смітта оптимальної циліндричної рупорної антени

3.4 Синтез гофрованої циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS на частоту 10,4 ГГц

На рис. 3.11 показаний скріншот синтезу конструкції гофрованої циліндричної рупорної антени в напівавтоматичному режимі з використанням інструментарію HFSS Antenna Design Toolkit.

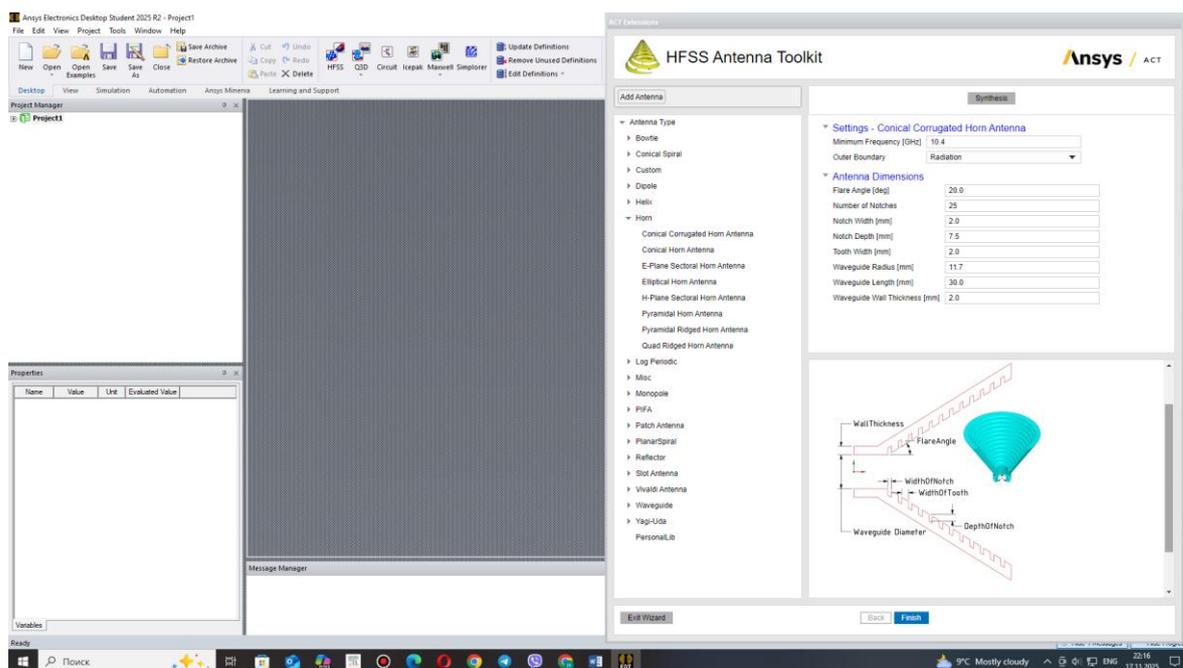
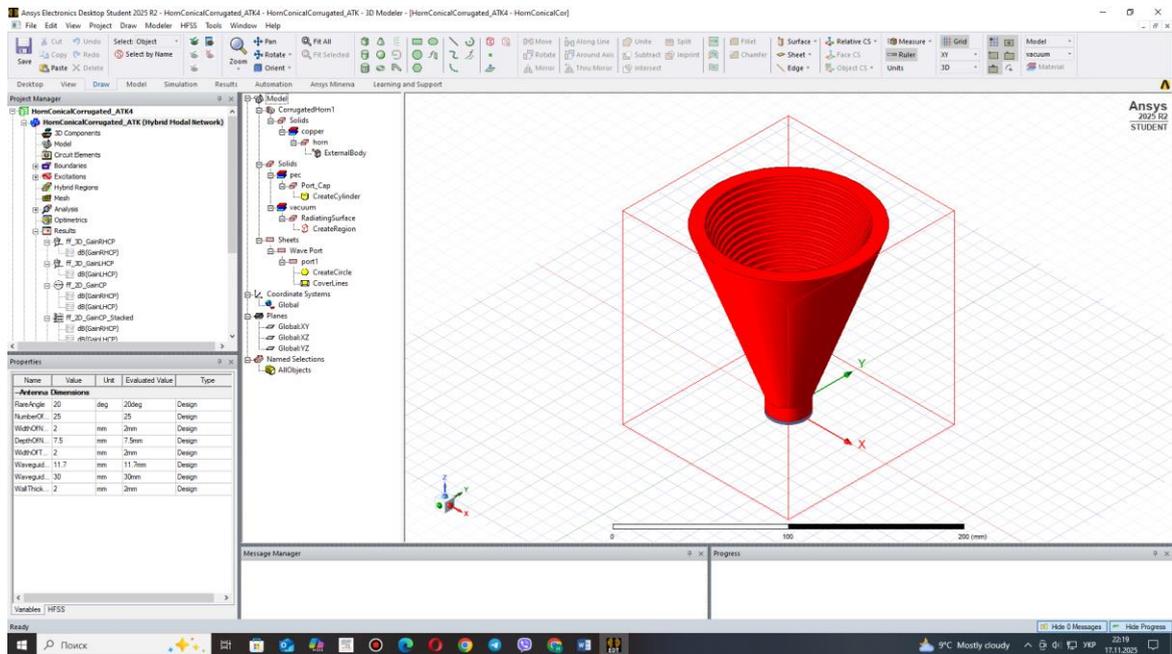


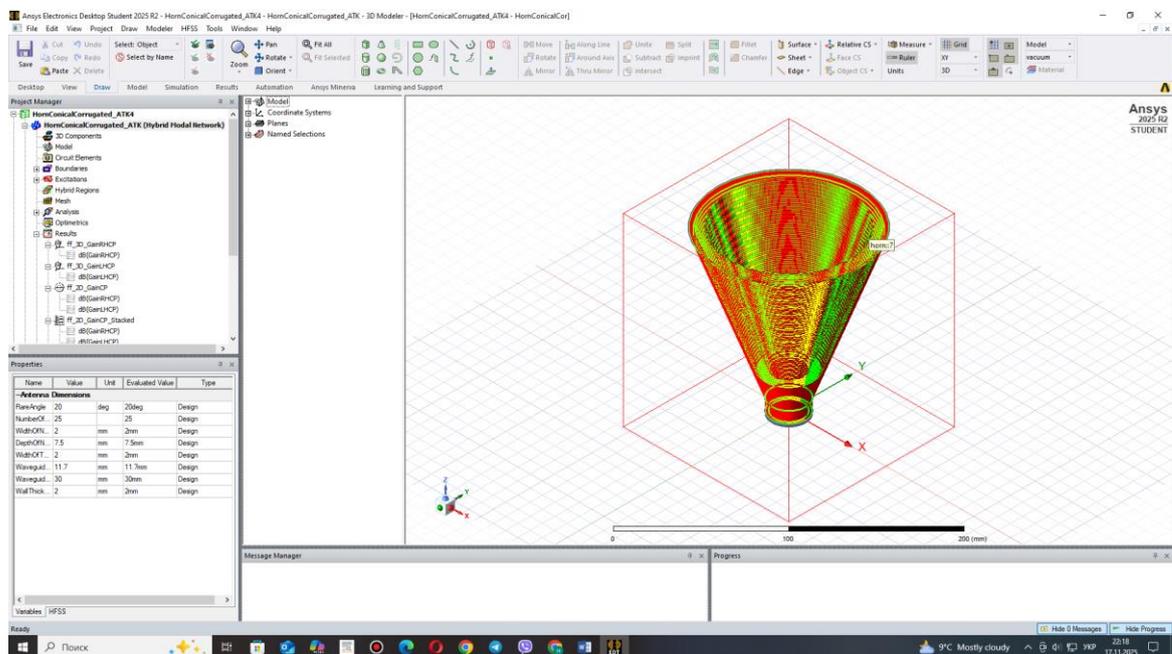
Рисунок 3.11 – Синтез конструкції гофрованої циліндричної рупорної антени з використанням HFSS Antenna Design Toolkit

На рис. 3.12 показана геометрія конструкції гофрованої циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS.

Валідація конструкції (а) та моделювання (б) гофрованої циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS показані на рис. 3.13.

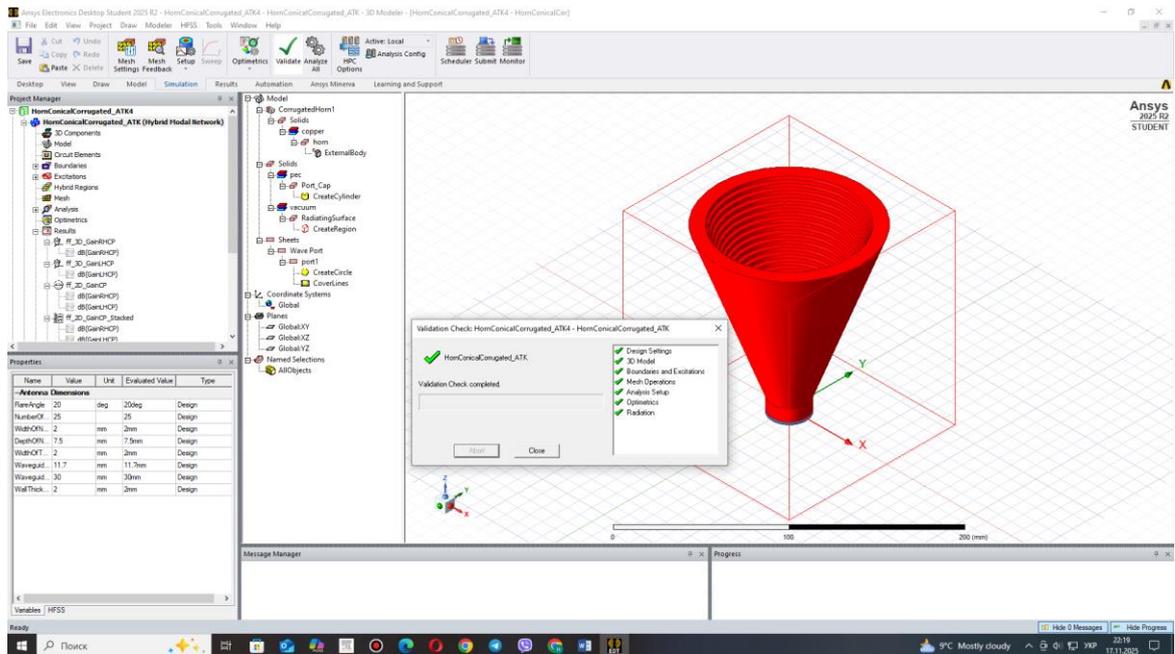


(а)

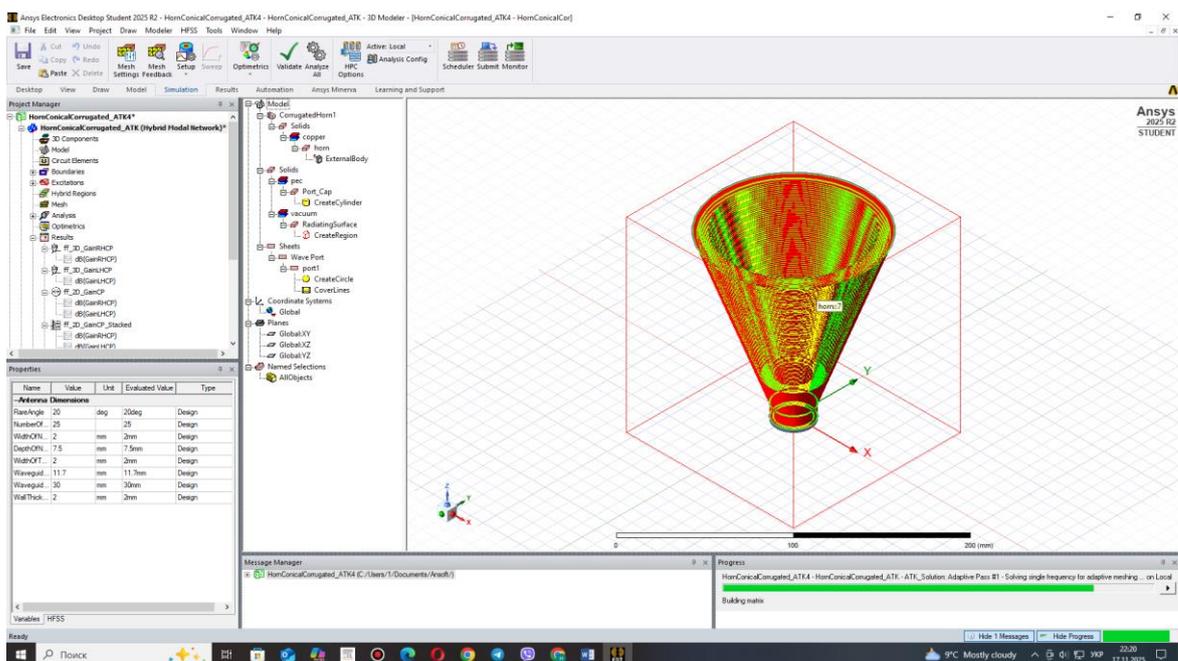


(б)

Рисунок 3.12 – Геометрія конструкції гофрованої циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS: (а) зовнішній вигляд; (б) демонстрація шарів



(a)



(b)

Рисунок 3.13 – Валідація конструкції (а) та моделювання (б) гофрованої циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS

3.5 Модельне дослідження спрямованих властивостей гофрованої циліндричної рупорної антени 10,4 ГГц

На рис. 3.14 показана 3-D діаграма спрямованості оптимальної циліндричної рупорної антени на частоті 10 ГГц. Як видно з рис. 3.14

коефіцієнт підсилення гофрованої циліндричної рупорної антени на частоті 10,4 ГГц становить 18,39 дБ.

На рис. 3.15 показані діаграми спрямованості гофрованої циліндричної рупорної антени на частоті 10,4 ГГц в поперечних вертикальних площинах XZ та YZ у полярній системі координат.

На рис. 3.16 показані діаграми спрямованості гофрованої циліндричної рупорної антени на частоті 10,4 ГГц в поперечних вертикальних площинах XZ та YZ у прямокутній системі координат.

Результат накладання 3-D діаграми випромінювання на конструкцію гофрованої циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS на частоті 10,4 ГГц показаний на рис. 3.17.

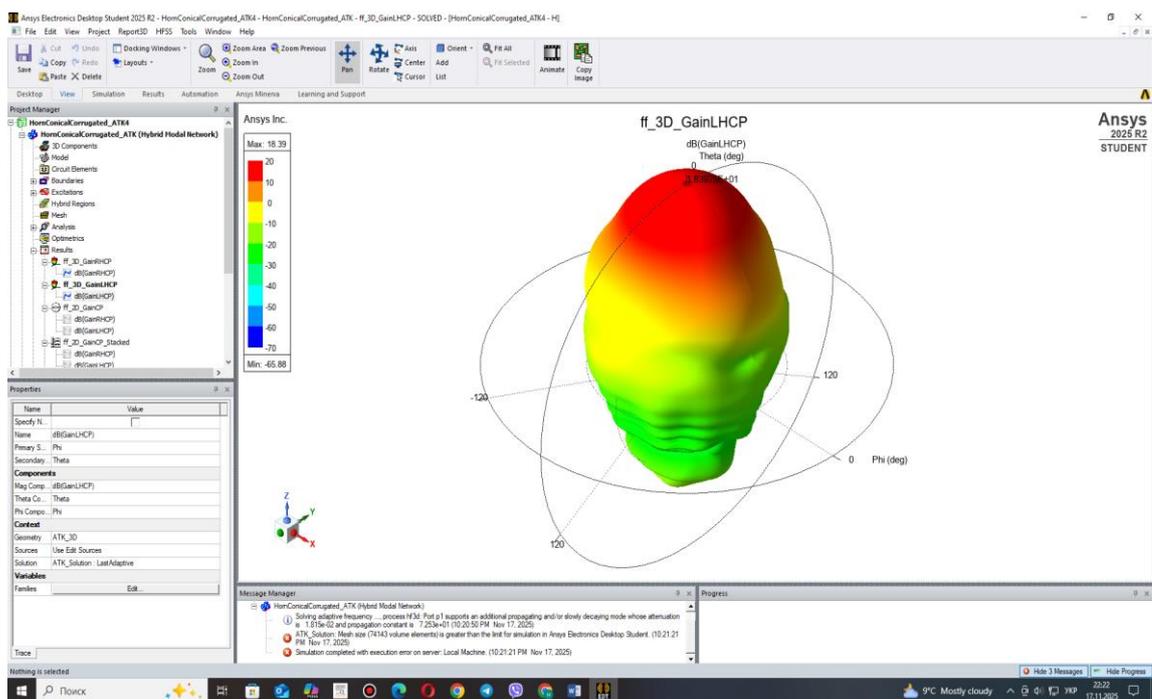


Рисунок 3.14 – 3-D діаграма спрямованості гофрованої циліндричної рупорної антени на частоті 10,4 ГГц

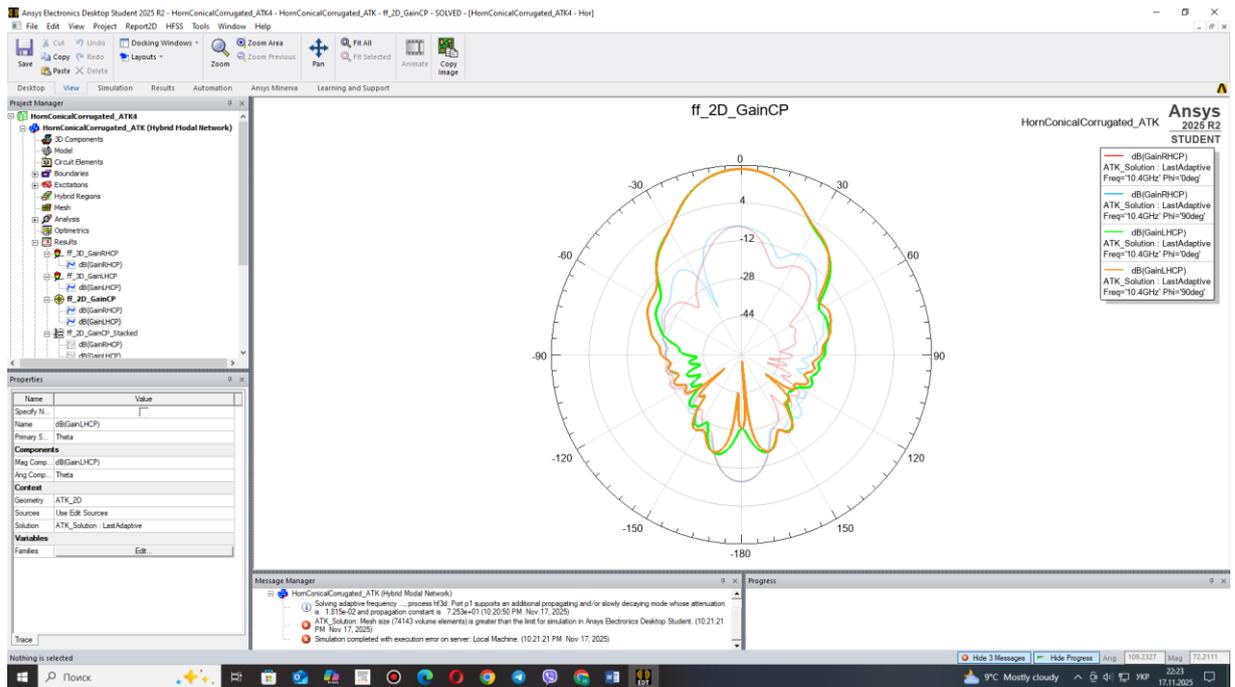


Рисунок 3.15 – Діаграми спрямованості гофрованої циліндричної рупорної антени на частоті 10,4 ГГц в поперечних вертикальних площинах XZ та YZ у полярній системі координат

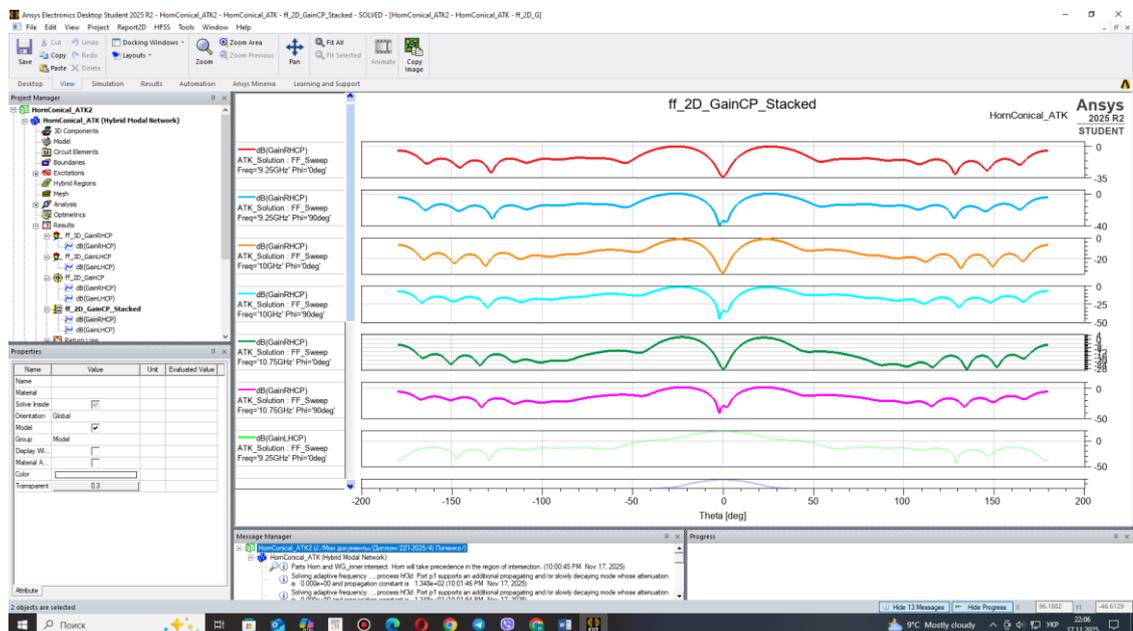


Рисунок 3.16 – Діаграми спрямованості гофрованої циліндричної рупорної антени на частоті 10,4 ГГц в поперечних вертикальних площинах XZ та YZ у прямокутній системі координат

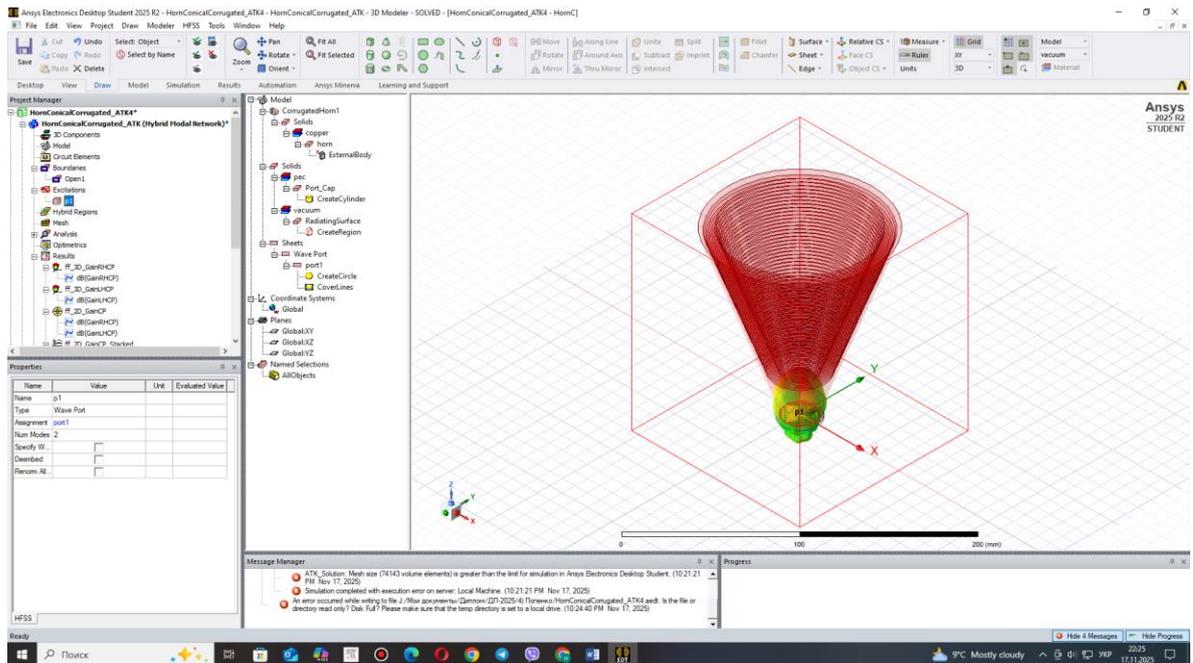


Рисунок 3.17 – Результат накладання 3-D діаграми випромінювання на конструкцію гофрованої циліндричної рупорної антени в пакеті програм ANSYS HFSS

3.6 Висновки до розділу

Комп'ютерне проектування та електромагнітне моделювання циліндричних рупорних антен у програмному середовищі ANSYS HFSS підтверджує ефективність використання чисельних методів при синтезі сучасних антенних структур СВЧ-діапазону. Застосування тривимірного моделювання дозволяє детально врахувати вплив геометричних параметрів, хвильових режимів та граничних умов на основні характеристики антени на етапі проектування, без необхідності виготовлення фізичних прототипів.

Оптимізована циліндрична рупорна антена, синтезована для частоти 10 ГГц, демонструє задовільні спрямовані та хвильові характеристики, що відповідають вимогам до антен цього типу. Отримане значення коефіцієнта підсилення 17,25 дБ свідчить про достатню ефективність класичної циліндричної рупорної конструкції при відповідному виборі геометричних параметрів рупора та апертури.

Моделювання гофрованої циліндричної рупорної антени на частоту 10,4 ГГц підтверджує доцільність введення гофрованої структури для покращення електромагнітних характеристик. Гофрування стінок рупора приводить до кращого формування амплітудно-фазового розподілу в апертурі та покращення спрямованих властивостей антени. Це підтверджується зростанням коефіцієнта підсилення до 18,39 дБ, що перевищує аналогічний показник для гладкостінної конструкції.

Порівняльний аналіз результатів моделювання дає підстави стверджувати, що застосування гофрованих поверхонь є ефективним засобом керування модовим складом поля всередині рупора та дозволяє досягати вищих енергетичних і поляризаційних характеристик без суттєвого ускладнення загальної конструкції антени.

Таким чином, результати комп'ютерного проектування та модельного дослідження підтверджують перспективність використання як оптимізованих гладкостінних, так і гофрованих циліндричних рупорних антен для роботи в Х-діапазоні частот. Отримані характеристичні параметри можуть бути використані як основа для подальшої практичної реалізації та експериментальної перевірки розроблених антенних структур.

4 МОДЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ В ПЕРЕДАВАЛЬНОМУ ТА ПРИЙМАЛЬНОМУ РЕЖИМАХ ЦИЛІНДРИЧНОЇ РУПОРНОЇ АНТЕНИ

4.1 Модельне дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному режимі циліндричної рупорної антени

В програмному середовищі ANSYS HFSS було проведено дослідження поширення радіохвиль в передавальному режимі оптимальної циліндричної рупорної антени. Стаціонарне (вирішувач у частотній області) синусоїдне збудження потужністю $P=1$ Вт. Коефіцієнт підсилення циліндричної рупорної антени 12,3 дБ. Результати дослідження показані на рис. 4.1 – рис. 4.4.

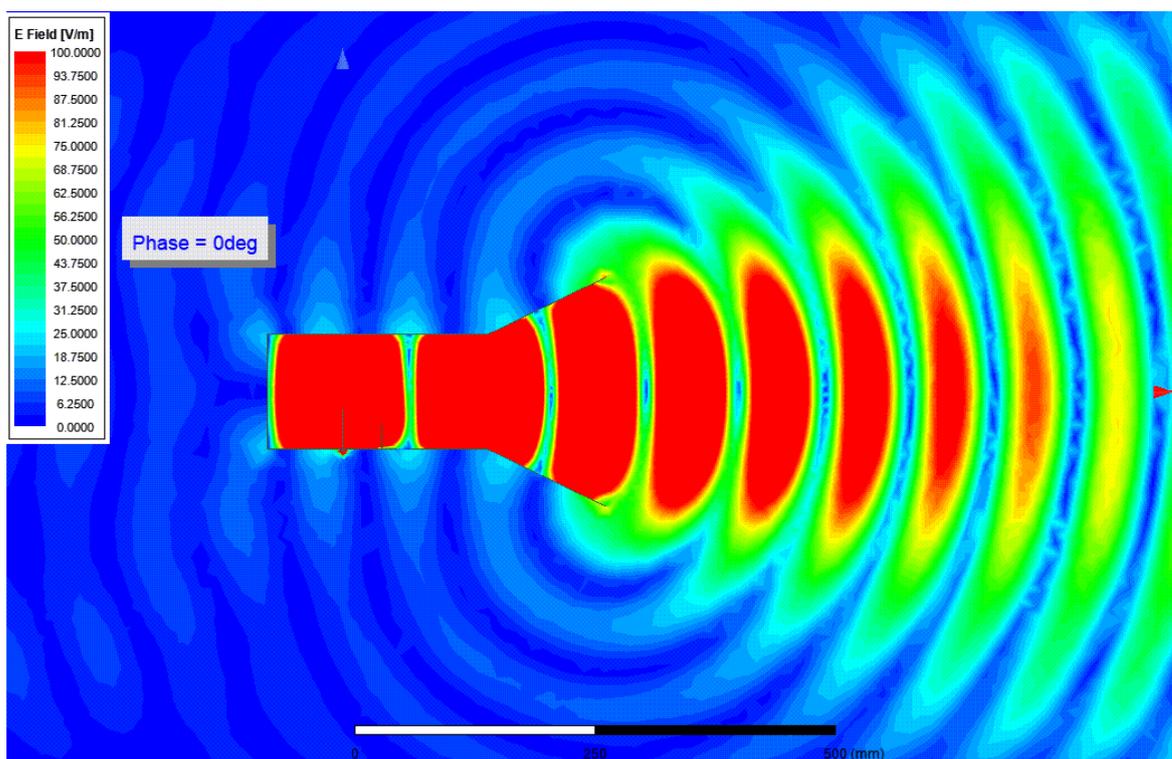


Рисунок 4.1 – Діаграма випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною при масштабі напруженості поля 100 В/м

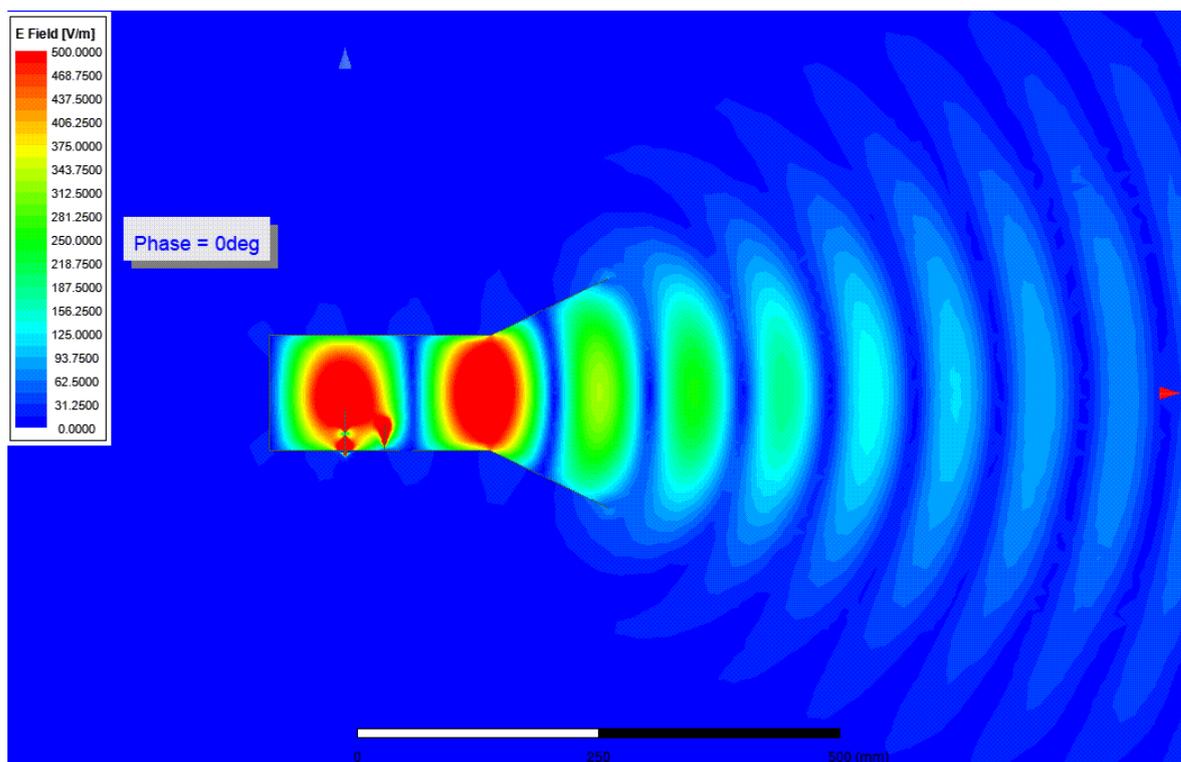


Рисунок 4.2 – Діаграма випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною при масштабі напруженості поля 500 В/м

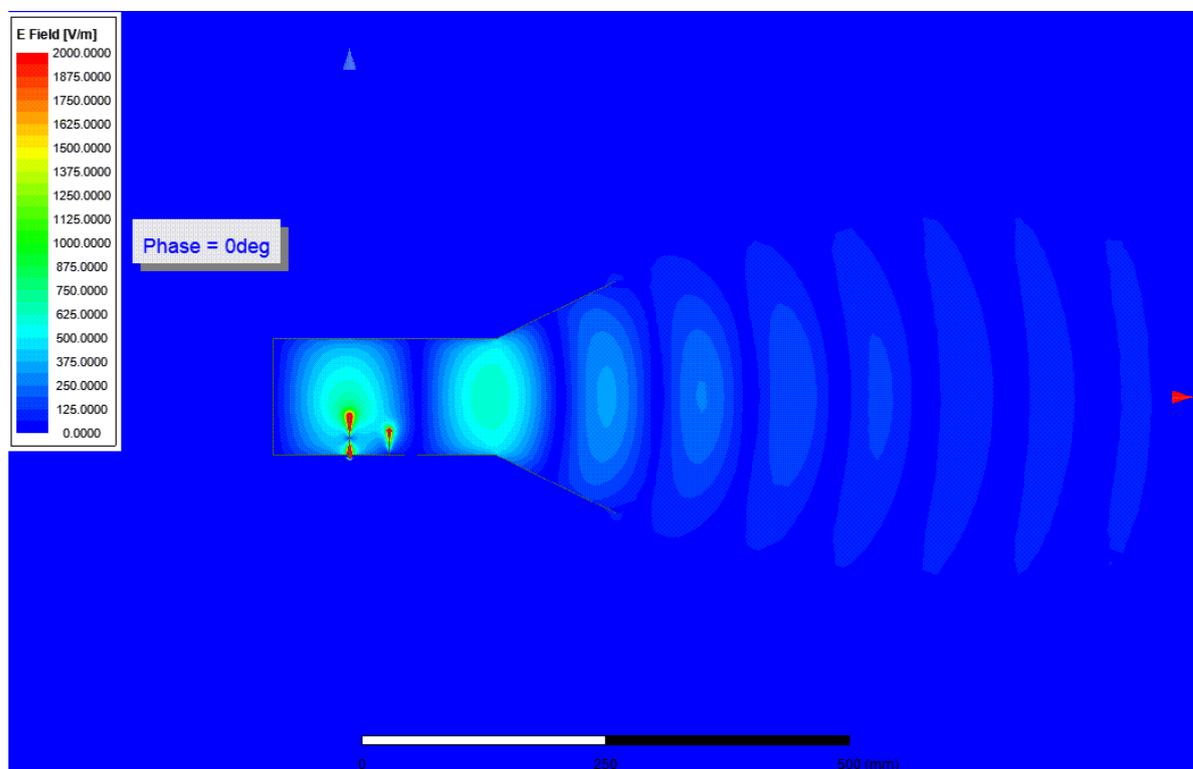


Рисунок 4.3 – Діаграма випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною при масштабі напруженості поля 2000 В/м

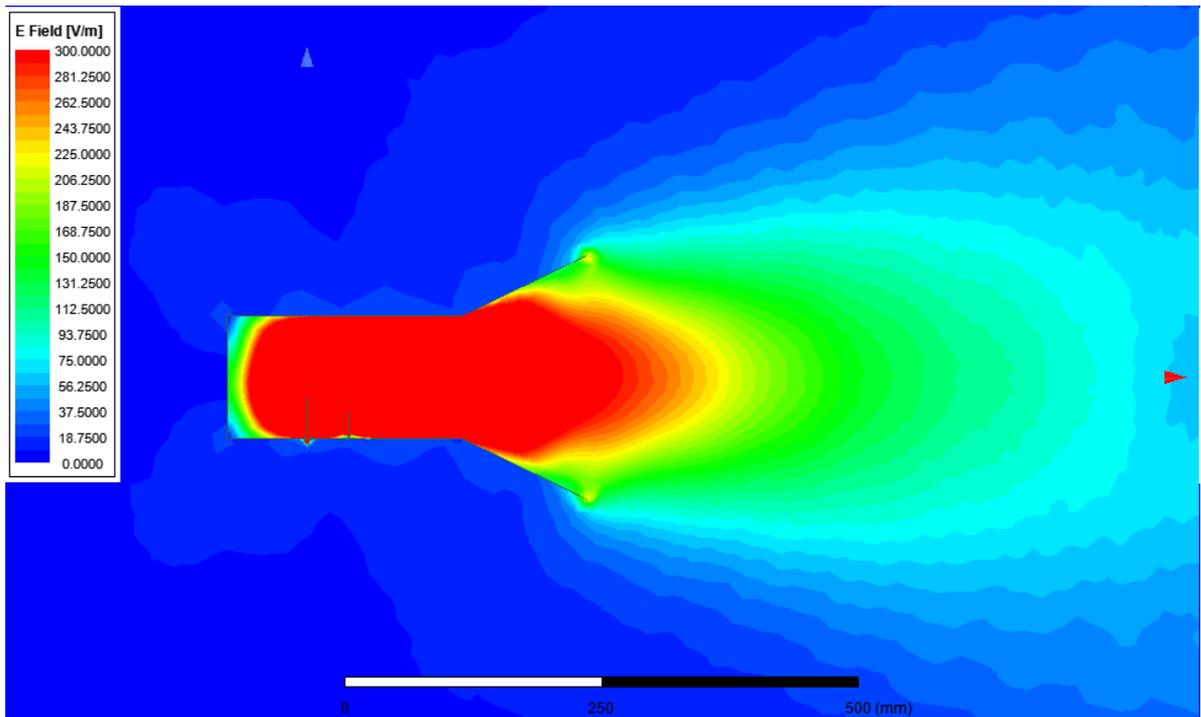


Рисунок 4.4 – Діаграма випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною при масштабі напруженості поля 300 В/м

4.2 Модельне дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в приймальному режимі циліндричної рупорної антени

В програмному середовищі ANSYS HFSS було проведено дослідження поширення радіохвиль в приймальному режимі оптимальної циліндричної рупорної антени. Результати дослідження стаціонарного (частотного розв'язувача) падаючої (вхідної) плоскої хвилі з напруженістю електричного поля $E=1$ В/м для циліндричної рупорної антени з коефіцієнтом підсилення 12,3 дБ при надходження плоскої електромагнітної хвилі (EMX) показані на рис. 4.5 – рис. 4.8.

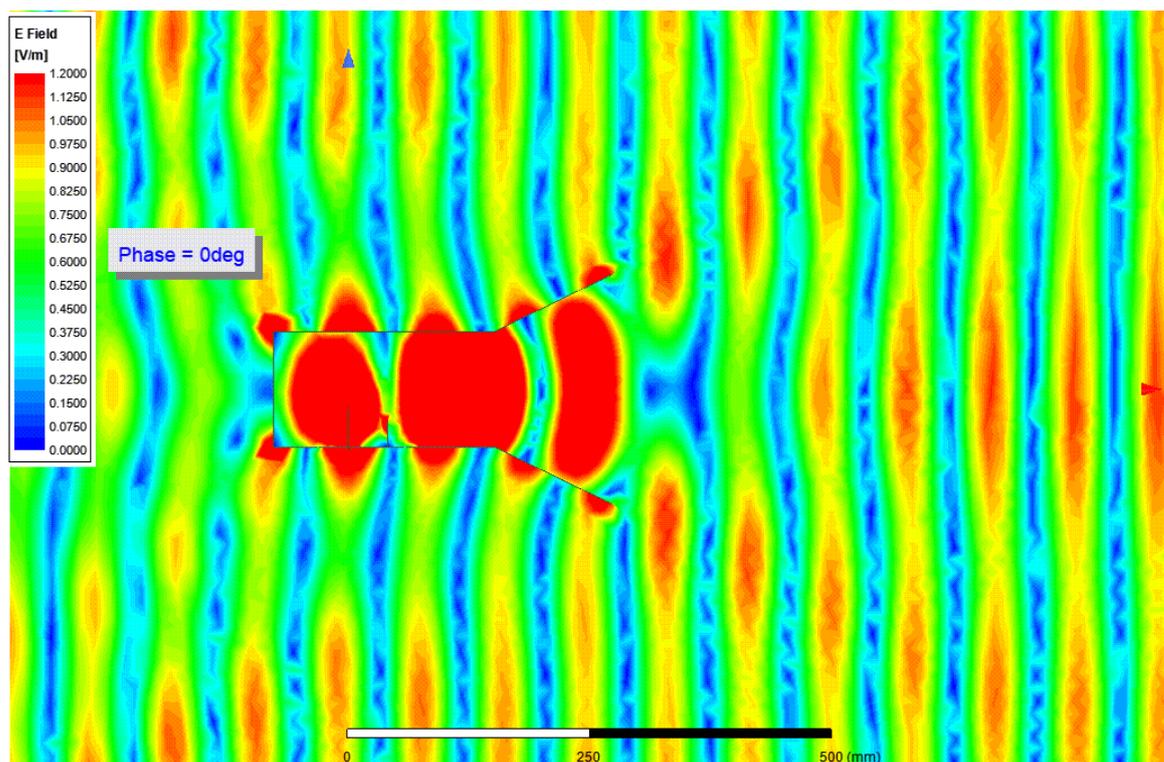


Рисунок 4.5 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (масштаб 1,2 В/м) при надходженні плоскої ЕМХ

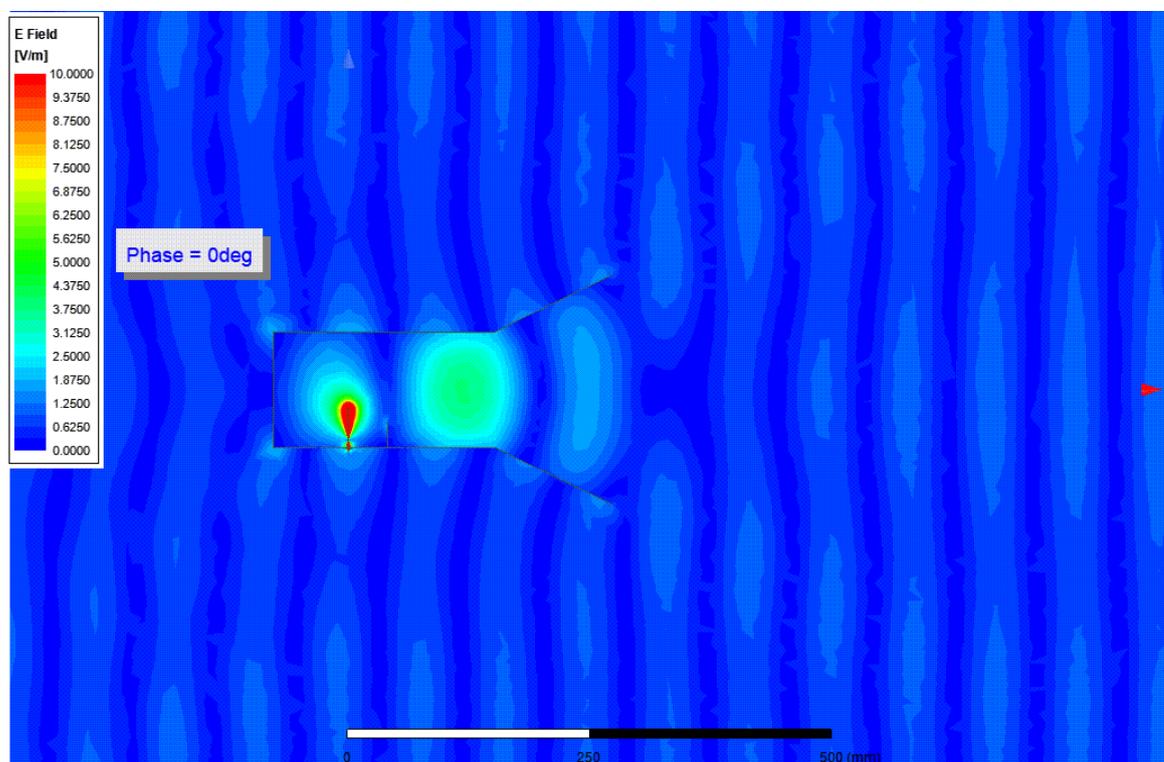


Рисунок 4.6 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (масштаб 10 В/м) при надходженні плоскої ЕМХ

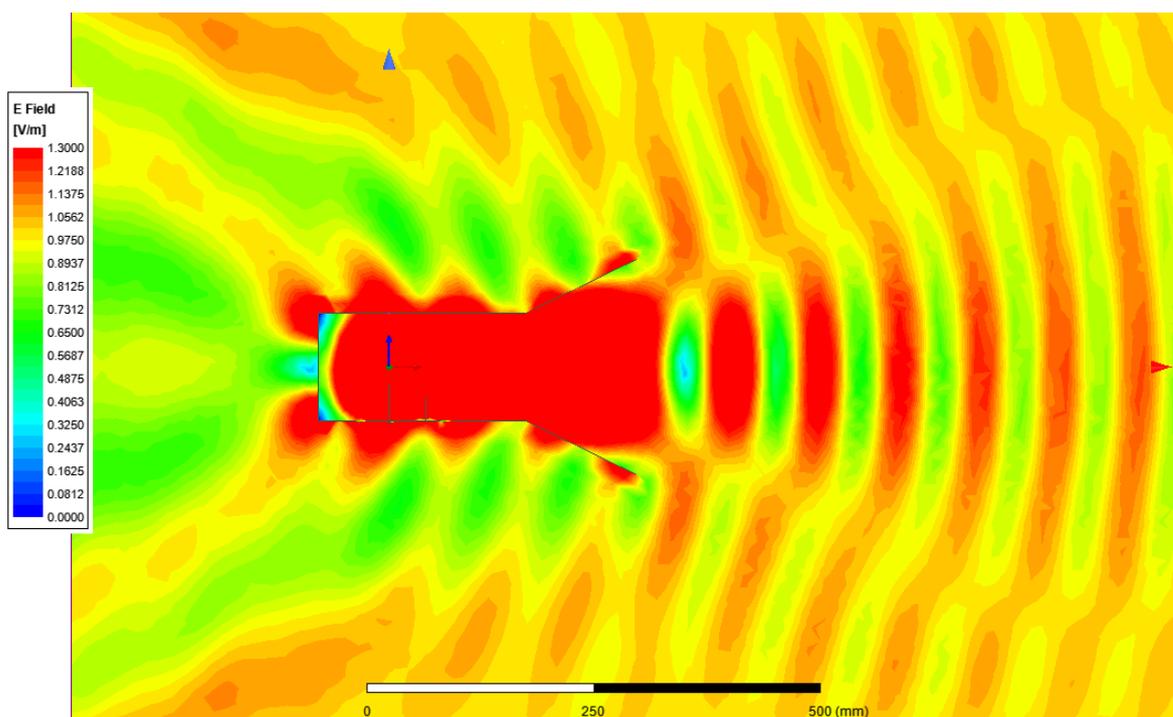


Рисунок 4.7 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени при надходженні плоскої ЕМХ (інтегральне поле RX, масштаб $E = 1,3$ В/м)

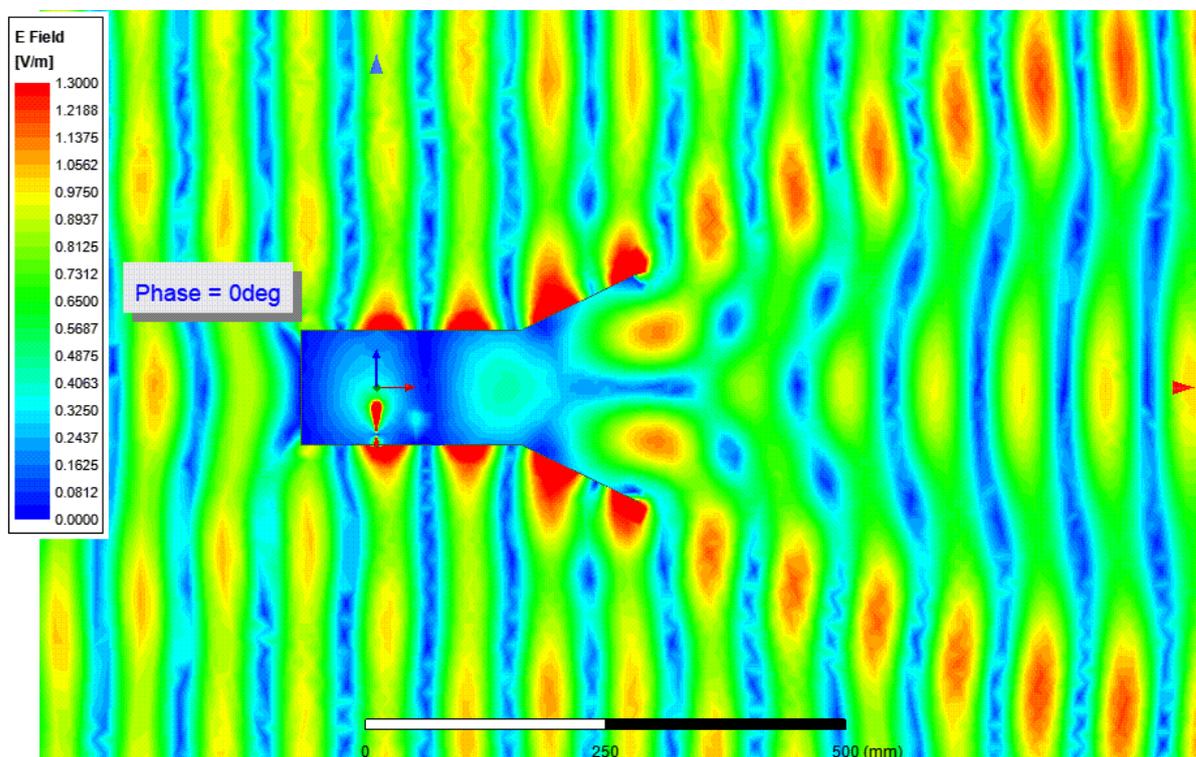


Рисунок 4.7 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени при надходженні плоскої ЕМХ (Прийм задніх пелюсток (небажаний) на рівні -7 дБі, $E=1,3$ В/м)

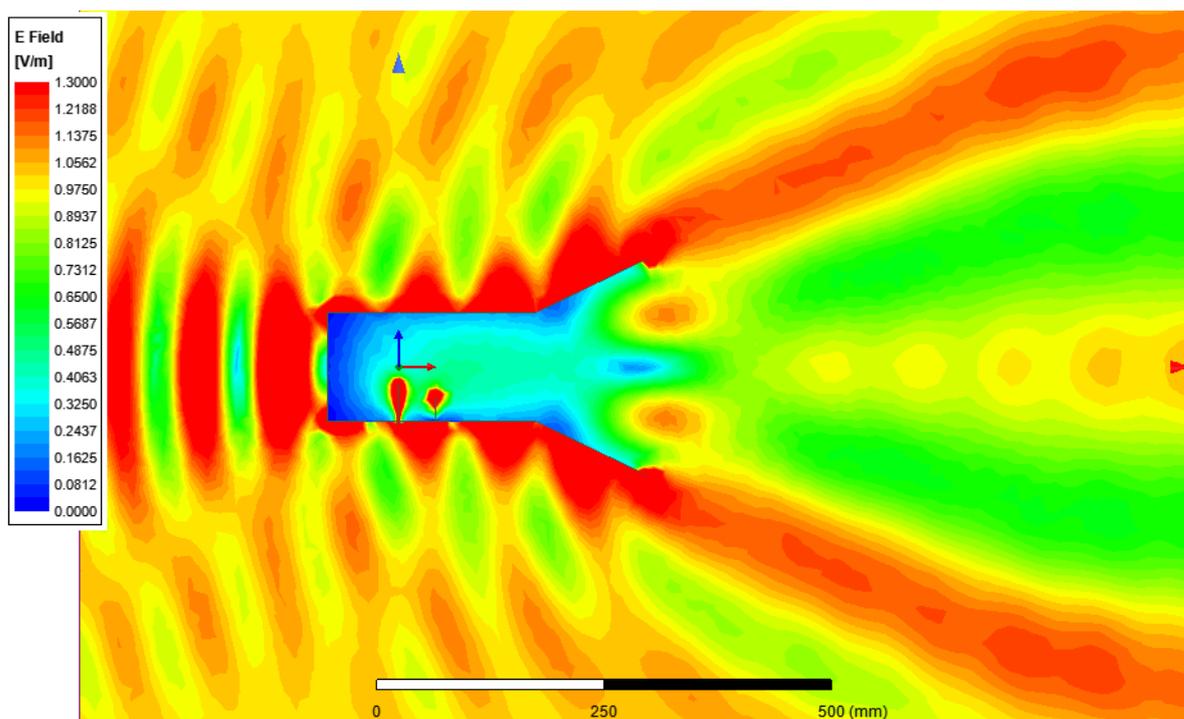


Рисунок 4.7 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (Небажане приймання задніх пелюсток на рівні -7 дБі, інтегральне поле RX, масштаб $E = 1,3$ В/м)

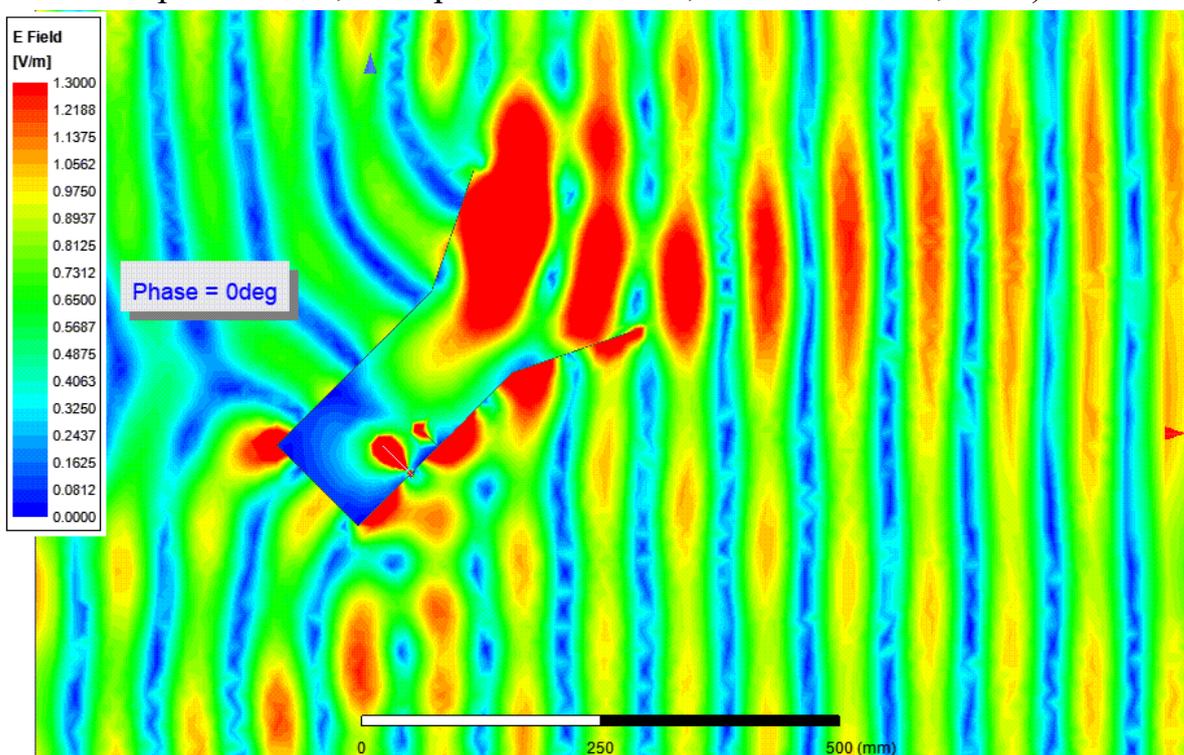


Рисунок 4.8 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (Приймання бічних пелюсток під кутом $\theta=45^\circ$ на рівні -1 дБі, масштаб $E = 1,3$ В/м)

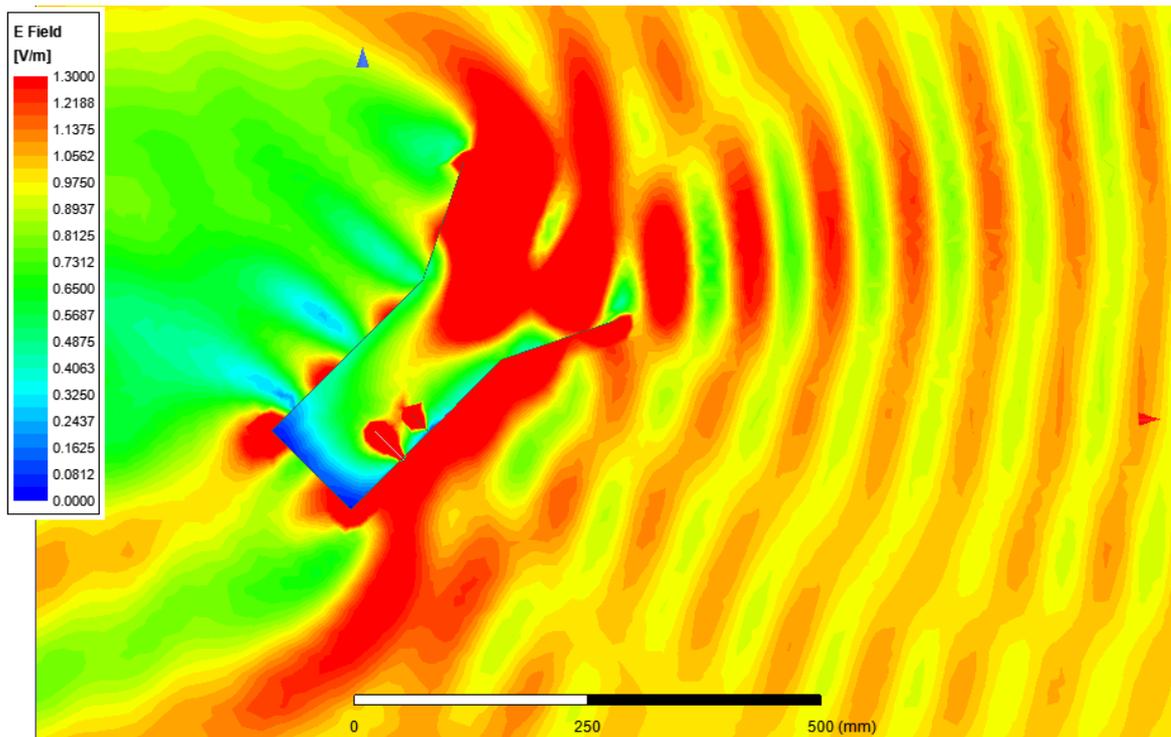


Рисунок 4.9 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (Приймання бічних пелюсток під кутом $\theta=45^\circ$ на рівні -1 дБі, інтегральне поле RX, масштаб $E = 1,3 \text{ В/м}$)

4.3 Висновки до розділу

Загальні висновки до 4-го розділу:

- 1) Моделювання електромагнітних процесів у рупорній антені як у передавальному (TX), так і приймальному (RX) режимах демонструє, що рупор забезпечує ефективне перетворення хвильового потоку з хвилеводу у випромінювання вільного простору — з узгодженим імпедансом на апертурі, мінімальним відбиттям і з формуванням спрямованого випромінювання. Це відповідає загальним принципам роботи рупорних антен як «переходів» між хвилеводом та відкритим простором.
- 2) При прийомі (RX) антена — за умови коректного опромінення — здатна ефективно «збирати» радіохвилі з простору, перетворюючи їх у хвилеводні моди із прийнятним рівнем втрат. Це підкреслює принцип оберненості: ті самі геометричні й електродинамічні параметри, які забезпечують хороше

випромінювання в ТХ-режимі, впливають на чутливість і спрямованість у режимі прийому.

3) Чисельне моделювання (наприклад, за допомогою методів повного-хвильового аналізу або багатомодових підходів) дозволяє врахувати реальні хвильові та граничні ефекти, зокрема — кривину хвильових фронтів, зміну поля на апертурі, випромінювання у відкритий простір, що дає значно точніші результати порівняно зі спрощеними геометричними моделями, основаними на наближенні площинних хвиль. Такі підходи доводять свою актуальність, особливо для рупорів з великим розширенням або нетривіальним профілем.

4) Моделювання у передавальному та приймальному режимах підтверджує, що характеристики антени — спрямованість, основний лепесток, рівень бокових/задніх пелюсток, ефективність випромінювання/прийому — визначаються не лише геометрією рупора, але й умовами на апертурі та властивостями навколишнього простору (наприклад, імпедансом випромінювання, наявністю відбиттів). Це означає, що для точних прогнозів реальних антенних характеристик необхідне комплексне моделювання з урахуванням граничних умов випромінювання.

5) Викладений у джерелі приклад (як у передавальному, так і приймальному режимі) показує, що навіть відносно прості рупорні конструкції здатні забезпечити задовільні результати — якщо моделювання виконано правильно, із коректною постановкою задачі, узгодженням та врахуванням хвильових ефектів. Це підкреслює доцільність практичного використання рупорних антен у системах радіозв'язку, передавання та прийому, де критичними є спрямованість, стабільність поляризації, ефективність.

Перспективи та рекомендації:

1) Подальші моделі повинні враховувати багатомодовість хвиль у рупорі та при виході в вільний простір, щоб коректно передбачати реальну діаграму випромінювання / чутливість прийому.

- 2) Важливо застосовувати повнохвильові методи або моделі з граничними умовами на апертурі, оскільки спрощені плоско-хвильові наближення можуть давати значні похибки, особливо для рупорів із великою апертурою або складним профілем.
- 3) Для практичних систем (з урахуванням передавання і прийому) доцільно враховувати також фактори, які впливають на реальні умови роботи: вплив навколишнього середовища, відбиттів, узгодження з хвилеводами, можливі втрати на матеріалах.
- 4) Результати моделювання слід перевіряти експериментально – щоб підтвердити адекватність моделі і переконатися, що чисельні прогнози відповідають реальним робочим характеристикам антени.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Технологічний аудит результатів дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени

Як відомо, хвилеводні випромінювачі і рупорні антени є одним з найпоширеніших типів антен НВЧ і використовуються не лише як самостійні антени, а й як первинні випромінювачі інших, більш складних антен цього діапазону частот (дзеркальних, лінзових). Основними недоліками рупорних антен є: громіздкість конструкції, що обмежує можливість забезпечення вузьких діаграм спрямованості; труднощі регулювання амплітудно-фазового розподілу поля в розкритті, що обмежує можливість зменшення рівня бокових пелюсток і створення діаграм спрямованості спеціальної форми.

Тому метою цієї магістерської роботи стало проведення досліджень електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени.

Для досягнення поставленої мети було розв'язано такі задачі: а) проведено аналіз існуючих методів та засобів побудови та використання циліндричних рупорних антен; б) здійснено чисельний розрахунок діаграми спрямованості циліндричної рупорної антени в горизонтальній площині і вертикальній площині; в) виконано математичне моделювання діаграми спрямованості циліндричної рупорної антени в робочому діапазоні частот; г) отримати результати комп'ютерного дослідження спрямованих властивостей циліндричної рупорної антени з використанням спеціалізованого пакету програми.

Для проведення технологічного аудиту отриманих під час проведення дослідження результатів (нашої розробки) та можливості їх комерційного використання було запрошено 3-х: експертів: д.т.н., доцента Осадчука Я.О., д.т.н. професора Воловика А.Ю. та к.т.н., доцента Дудатьєва І.А. Проведення

технологічного аудиту та оцінювання рівня комерційного потенціалу нашої розробки було зроблено за критеріями, які наведено в таблиці 5.1.

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

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

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

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

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

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

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

Таблиця 5.2 – Результати технологічного аудиту нашої розробки

Критерії	Прізвище, ініціали експерта		
	Осадчук Я.О.	Воловик А.Ю.	Дудатьєв І.А.
	Бали, виставлені експертами:		
1	4	4	4
2	4	3	3
3	3	4	3
4	4	3	4
5	3	4	3
6	4	3	4
7	3	3	3
8	3	4	4
9	4	3	3
10	3	3	4
11	3	3	4
12	4	4	4
Сума балів	СБ ₁ = 42	СБ ₂ = 41	СБ ₃ = 43

Середньоарифметична сума балів, що їх виставили експерти, становить:

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{42+41+43}{3} = \frac{126}{3} = 42,00$
---	--

Керуючись інформацією, наведеною в таблиці 5.3, визначимо технічний рівень та комерційний потенціал нашої розробки.

Таблиця 5.3 – Потенційні технічні рівні та комерційний потенціал розробки

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

Оскільки середньоарифметична сума балів, що їх виставили запрошені експерти, дорівнює 42,00 балам (із 48-ми), то можна зробити висновок, що результати наших досліджень (результати нашої розробки) мають *високий рівень* технічного і комерційного потенціалу.

5.2 Розрахунок витрат на проведення досліджень

Основними витратами є: [37]:

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

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

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника, грн. У 2025 році величини окладів розробників коливалися в межах (8000...38000) грн/місяць;

T_p – число робочих днів в місяці; прийmemo $T_p = 24$ дні;

t – число робочих днів роботи фахівців.

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

Таблиця 5.4 – Основна заробітна плата дослідників, розробників (округлено)

Найменування посади виконавця	Місячний посадовий оклад, (грн.)	Оплата за робочий день, (грн.)	Число днів роботи	Витрати на оплату праці, (грн.)	Примітка
1. Науковий керівник магістерської кваліфікаційної роботи	36000	= 1500	20 годин	$1500/6 \times 20 = 5000,00 \approx 5000$	При 6-ти годинном у робочому дні
2. Фахівець-здобувач-магістрант	8000	= 333,33 ≈ 334	72 дні	= 24048	
3. Спеціаліст з рупорних антен	39600	= 1650	4 дні	= 6600	
4. Консультант з економічної частини	19000	≈ 792	1,5 години	$792/6 \times 1,5 = 198$	
Всього				$3_0 = 35846$ (грн.)	

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

5.2.2 Додаткова заробітна плата 3_d розробників розраховується за формулою:

$$3_d = (0,1 \dots 0,12) \cdot 3_0. \quad (5.2)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$3_d = 0,114 \times 35846 = 4086,44 \approx 4087 \text{ (грн.)}$$

5.2.3 Нарахування на заробітну плату $НАР_{зп}$ розробників розраховуються за формулою:

$$НАР_{зп} = (3_0 + 3_d) \cdot \frac{\beta}{100}, \quad (5.3)$$

де $\beta = 22\%$ – У2025 році ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування.

Для нашого випадку отримаємо:

$$\text{НАР}_{\text{ЗП}} = (35846 + 4087) \times 0,22 = 8785,26 \approx 8786 \text{ (грн.)}.$$

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

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

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

N_a – річна норма амортизаційних відрахувань, %.

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

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

Зроблені нами розрахунки зведемо у таблицю 5.5.

Таблиця 5.5 – Розрахунок амортизаційних відрахувань (округлено)

Найменування основних засобів	Балансова вартість, (грн.)	Норма амортизації, %	Термін використання, місяці	Величина амортизаційних відрахувань, (грн.)
1. Основні засоби, обладнання, комп’ютери тощо	125000	22,5	3,2 (60%)	4500
2. Приміщення кафедри та факультету	110000	2,50	3,2 (80%)	586,67 \approx 587
3. Спеціальні засоби для проведення досліджень	50000	20,0	3,2 (30%)	799,99 \approx 800
Всього				A = 5887

5.2.5 Витрати на матеріали M розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n H_i \cdot \Pi_i \cdot K_i - \sum_1^n B_i \cdot \Pi_B \quad (\text{грн.}), \quad (5.5)$$

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

5.2.6 Витрати на комплектуючі K розраховуються за формулою:

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

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

Загальна вартість основних матеріалів та комплектуючих, які були використані під час виконання цієї роботи, становить приблизно 6000 (грн.).

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

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

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

Π – установлена потужність обладнання, кВт; $\Pi = 2,5$ кВт;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин.

Прийmemo, що $\Phi = 210$ годин;

K_{Π} – коефіцієнт використання потужності; $K_{\Pi} < 1 = 0,75$.

K_d – коефіцієнт корисної дії, $K_d = 0,66$.

Тоді витрати на силову електроенергію складуть:

$$V_e = \frac{B \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d} = \frac{6,0 \cdot 2,5 \cdot 210 \cdot 0,75}{0,66} \approx 3579,54 \approx 3580 \text{ (грн.)}$$

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

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

Для нашого випадку отримаємо:

$$V_{ін} = 1,25 \times 35846 = 44807,50 \approx 44808 \text{ (грн.)}$$

5.2.9 Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, що їх зробив безпосередньо магістрант – В.

$$B = 35846 + 4087 + 8786 + 5887 + 6000 + 3580 + 44808 = 108994 \text{ (грн.)}$$

5.2.10 Загальні витрати на остаточне завершення нашої розробки та оформлення її результатів розраховуються за формулою:

$$ЗВ = \frac{B}{\beta}, \quad (5.9)$$

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

Оскільки наша робота потребує незначного доопрацювання, то для нашого випадку доцільно прийняти, що $\beta \approx 0,75$ [37].

$$\text{Тоді: } ЗВ = \frac{108994}{0,75} = 145325,33 \text{ грн або приблизно 146 тисяч (грн.)}$$

Тобто загальні витрати на остаточне завершення нашої розробки та оформлення її результатів становлять приблизно 146 тисяч (грн.).

5.3 Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки

Аналіз місткості ринку, в якому можуть бути використані результати проведених досліджень (нашої розробки), є дуже великий і його просто важко оцінити. Тому об'єктивно приймемо, що в 2025 році в Україні кількість реальних замовників подібних антен становить приблизно 1000 замовників. Оскільки науково-практичні результати, отримані під час проведення досліджень (нашої розробки) є перспективними, то наша розробка має користуватися підвищеним попитом на ринку принаймні протягом 3-х років після впровадження. Тобто наша розробка може бути впроваджена з 1 січня 2026 року, а її результати будуть виявлятися протягом 2026-го, 2027-го та 2028-го років.

Прогноз зростання попиту на нашу розробку складає по роках:

1-й рік після впровадження (2026 р.) – приблизно на $+\Delta 50$ шт.;

2-й рік після впровадження (2027 р.) – приблизно на $+\Delta 100$ шт.;

3-й рік після впровадження (2028 р.) – приблизно на $+\Delta 150$ шт.

Аналіз ринку також показав, що орієнтовна вартість циліндричної рупорної антени залежить від її призначення, конструкції та матеріалів. В спеціальній літературі ціни на такі антени коливаються в межах: а) для бюджетних моделей $-(3000\dots 5500)$ (грн.); для професійних моделей $-(22000\dots 220000)$ (грн.). Тому з врахуванням реалій нашого життя виберемо за базовий варіант ціну в 50 тисяч (грн.). А оскільки наша розробка без сумніву буде мати кращі технічні характеристики, то ми можемо реалізовувати нашу розробку дещо дорожче, наприклад, за 55 тисяч (грн.), або на 5 тисяч (грн.) дорожче.

Тоді можливе збільшення чистого прибутку $\Delta\Pi_i$, що його може отримати потенційний інвестор від комерціалізації нашої розробки становитиме [37]:

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

де $\Delta\Pi_o$ – збільшення ціни нової розробки, тобто $\Delta\Pi_o = 55 - 50 = +5$ тисяч (грн.);

N – обсяг діяльності (кількість замовників) у році до впровадження результатів розробки; $N = 1000$ шт.;

ΔN – покращення основного кількісного показника від впровадження результатів розробки. Таке покращення по роках (2026, 2027 та 2028 роки) становитиме, відповідно: +50, +100 та +150 шт.;

Π_o – нова ціна розробки після впровадження отриманих результатів; для нашого випадку $\Pi_o = 55$ тисяч (грн.);

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

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

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

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

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

$$\Delta\Pi_1 = [5 \cdot 1000 + 55 \cdot 50] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 2647,81 \approx 2648 \text{ тисяч (грн.)}.$$

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

$$\Delta\Pi_2 = [5 \cdot 1000 + 55 \cdot 100] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 3587,36 \approx 3588 \text{ тисяч (грн.)}$$

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

$$\Delta\Pi_3 = [5 \cdot 1000 + 55 \cdot 150] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 4526,90 \approx 4527 \text{ тисяч (грн.)}$$

Приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливої комерціалізації нашої розробки, розраховується за формулою:

$$\text{ПП} = \sum_1^t \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (5.11)$$

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

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

τ – ставка дисконтування (або рівень інфляції). Керуючись даними статистики за 2025 рік, приймемо ставку дисконтування $\tau = 0,15$ (15,0%);

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

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

$$\text{ПП} = \frac{2648}{(1+0,15)^2} + \frac{3588}{(1+0,15)^3} + \frac{4527}{(1+0,15)^4} \approx 2002 + 2359 + 2588 = 6949 \text{ тисяч (грн.)}$$

Теперішня вартість інвестицій PV (або можлива вартість придбання нашої розробки інвестором для її комерціалізації): $PV = K \times B_{\text{заг}} = (1,0\dots5,0) \times B_{\text{заг}}$ і вище,

де $B_{\text{заг}} = 146$ тисяч грн (див. підрозділ 5.1).

Для нашого випадку приймемо, що:

$$PV = (1,0\dots5,0) \times 146 = 5,0 \times 132 = 730 \text{ тисяч (грн.)}$$

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

$$E_{\text{абс}} = \text{ПП} - PV = 6949 - 730 = 6219 \text{ тисяча (грн.)}$$

Тоді внутрішня дохідність $E_{\text{в}}$ вкладених інвестицій (коштів) становитиме:

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

де $E_{\text{абс}}$ – абсолютний ефект вкладених інвестицій; $E_{\text{абс}} = 6219$ тисяча (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій $PV = 730$ тисяч (грн.);

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

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

Для нашого випадку отримаємо:

$$E_{\text{в}} = \sqrt[4]{1 + \frac{6219}{730}} - 1 = \sqrt[4]{1 + 8,5192} - 1 = \sqrt[4]{9,5192} - 1 = 1,756 - 1 = 0,756 \approx 75,6\%.$$

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

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

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2025 році в Україні $d = (0,10\dots0,18)$. Приймемо, що $\tau = 15\%$.

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; $f = (0,05\dots0,30)$.

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

Тоді для нашого випадку отримаємо:

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

Оскільки величина $E_B = 75,6\% > \tau_{\text{мін}} = 45\%$, то потенційний інвестор у принципі може бути зацікавлений у комерціалізації нашої розробки, оскільки в умовах військових дій це є дуже вигідною справою.

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

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,756} \approx 1,32 \text{ років} < 3 \text{ років}, \quad (5.14)$$

що також свідчить про потенційну економічну доцільність комерціалізації нашої розробки.

Результати виконаної економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи зведено у таблицю:

Показники	Задані у ІЗ	Досягнуті у магістерській кваліфікаційній роботі	Висновок
1. Витрати на розробку	Не більше 150 тисяч (грн.)	≈ 146 тисяч (грн.)	Досягнуто
2. Абсолютний ефект від впровадження розробки, тисяч (грн.)	В межах 6000 тисяч грн (за три роки)	6219 тисяч грн (при 15,0% інфляції)	Виконано
3. Внутрішня дохідність вкладених інвестицій (коштів), %	не менше 50,0%	75,6%	Виконано
4. Термін окупності інвестицій (коштів), роки	до 3-ти років	1,32 роки	Виконано

Таким чином, основні економічні результати, отримані нами при дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени, визначені у індивідуальному завданні, повністю виконані.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі виконано комплексне дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль у передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени з метою підвищення ефективності її функціонування та оптимізації основних робочих характеристик.

У ході виконання роботи здійснено аналіз теоретичних основ функціонування рупорних антен, зокрема особливостей поширення електромагнітних хвиль у хвилеводах та рупорних структурах. Розглянуто умови збудження основних типів хвиль, механізми формування просторового розподілу електромагнітного поля та вплив граничних умов на характеристики випромінювання. Особливу увагу приділено принципу взаємності, який підтверджує симетричність поведінки антени у передавальному та приймальному режимах.

За допомогою сучасних програмних засобів електродинамічного моделювання виконано синтез конструкцій циліндричної та гофрованої циліндричної рупорних антен у діапазоні частот близько 10 ГГц. Чисельне моделювання дозволило візуалізувати просторовий розподіл електричних і магнітних полів, дослідити характер поширення хвиль у хвилеводному тракті та рупорній частині, а також простежити процес формування спрямованого електромагнітного пучка.

У результаті моделювання спрямованих та хвильових характеристик було встановлено, що геометричні параметри рупора, форма поверхні та частотні характеристики сигналу істотно впливають на діаграму спрямованості, коефіцієнт підсилення, рівень бічних пелюсток і ефективність антени. Зокрема, застосування гофрованої структури рупора сприяє покращенню узгодження і формуванню більш симетричної та вузької діаграми спрямованості, що супроводжується зростанням коефіцієнта підсилення порівняно зі стандартною циліндричною конструкцією.

Порівняльний аналіз характеристик антени у передавальному та приймальному режимах підтвердив справедливість принципу взаємності та показав високий ступінь подібності електродинамічних процесів у цих режимах. Водночас було виявлено, що навіть незначні зміни частоти або геометричних параметрів можуть призводити до помітних змін характеристик антени, що підкреслює важливість точного проектування та налаштування.

На основі проведених досліджень розроблено практичні рекомендації щодо вибору геометричних параметрів циліндричної рупорної антени для забезпечення оптимального співвідношення між коефіцієнтом підсилення, спрямованістю та ефективністю випромінювання. Отримані результати можуть бути використані при проектуванні антенних систем для радіолокаційних, телекомунікаційних та супутникових застосувань.

Також у роботі виконано розрахунки економічної частини, які підтвердили доцільність використання оптимізованої конструкції з урахуванням співвідношення між технічними характеристиками та витратами на виготовлення і впровадження.

Таким чином, мету магістерської кваліфікаційної роботи досягнуто в повному обсязі, а всі поставлені завдання виконано. Отримані результати мають теоретичну та практичну цінність і можуть слугувати основою для подальших досліджень і вдосконалення рупорних антен у високочастотному діапазоні.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Islamov I.J., Akhundov R.G., Iliev I.Y., Dimitrov D., Panevski V. Modeling of Wave Processes in a Broadband Horn Antenna for Transmitting and Receiving Radio Frequency Microwave Signals. *Advanced Physical Research*, 2025, 7(3). <https://doi.org/10.62476/apr.73292>
2. Teniente J., Martínez A., Larumbe B., Ibáñez A., Gonzalo R., Design Guidelines of Horn Antennas That Combine Horizontal and Vertical Corrugations for Satellite Communications. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2390630>.
3. Teniente J., Goñi D., Gonzalo R., del-Río C., Choked Gaussian antenna: Extremely low sidelobe compact antenna design. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2002. DOI: <https://doi.org/10.1109/LAWP.2002.807959> .
4. McElhinney P., Donaldson C.R., Zhang L., He W., A high directivity broadband corrugated horn for W-band gyro-devices. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2013. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2012.2228840> .
5. Tajima T., Song H.-J., Ajito K., Yaita M., Kukutsu N. et al., 300-GHz step-profiled corrugated horn antennas integrated in LTCC, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2350520>
6. Xiao J., Tian J., Ding T., Li H., Ye Q., Broadband Circularly Polarized Conical Corrugated Horn Antenna Using a Dielectric Circular Polarizer. *Micromachines*, 2022. DOI: <https://doi.org/10.3390/mi13122138>
7. Fedorov V.M., Efanov M.V., Ostashev V.Ye. et al., Antenna Array with TEM-Horn for Radiation of High-Power Ultra-Short Electromagnetic Pulses, *Electronics*, 2021. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10091011>
8. Green H.E., The Radiation Pattern of a Conical Horn, *J. Electromagn. Waves Appl.*, 2006. DOI: <https://doi.org/10.1163/156939306777442999>
9. Ali M., Park S.O., Analysis of Horn Antennas in Receiving Mode as an EM Field Sensor, *Int. J. Antennas Propag.*, 2012. DOI: <https://doi.org/10.1155/2012/134916> .

10. Yang Y., Zhao D., Gong H., Li Q., Qiu M., Plasmonic sectoral horn nanoantennas, *Opt. Lett.*, 2014. DOI: <https://doi.org/10.1364/OL.39.003204>.
11. Попенко А.А., Семенов А.О. Дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль циліндричної рупорної антени. *Матеріали X Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПІРН-2025)»*, м. Вінниця, 05 – 07 листопада 2025, ВНТУ, 2025, С. 1-2. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2025/paper/view/26290>
12. Riddle B., Baker-Jarvis J., Krupka J. Complex Permittivity Measurements of Common Plastics over Variable Temperatures. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 2003, vol. 51, 727–733.
13. Salski B., Cuper J., Karpisz T., Kopyt P., Krupka J. Complex Permittivity of Common Dielectrics in 20–110 GHz Frequency Range Measured with a Fabry–Pérot Open Resonator. *Appl. Phys. Lett.*, 2021, vol. 119, 052902.
14. Alhassoon K., Malallah Y., Daryoush A.S. RF Characterization of 3-D-Printed Material for Antenna Applications. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2023, vol. 71, 7073–7080.
15. Shi C., Zhao W., Chen S., Li W. Multilevel diffractive lenses: Recent advances and applications. *Symmetry* 2024, 16, 1377.
16. Lobascio F., Di Modugno R., Fiore M., Clemente S. Microwave and radiofrequency ablation: A comparative study between technologies in ex vivo tissues. *Drugs Drug Candidates* 2024, 3, 32.
17. Adibzadeh F., Sumser K., Curto S., Yeo D.T.B. Systematic review of pre-clinical and clinical devices for magnetic resonance-guided radiofrequency hyperthermia. *Int. J. Hyperth.* 2020, 37, 151–172.
18. Molaei A., Bisulco A., Tirado L., Zhu A., Cachay D., Dagheyan A.G., Martinez-Lorenzo J. 3D-printed E-band compressive horn antenna for high-sensing-capacity imaging applications. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2018, 17, 1639–1642.

19. Kosamiya V., Wang J. High-k, low-loss ceramic-thermoplastic composite feedstock filaments for fused deposition modeling of microwave and mm-wave devices. In: *Fused Deposition Modeling*; IntechOpen: London, UK, 2024.
20. Maulana M.F.; Darwis F.; Desvasari W. On the use of 3D printing technique for 5G mmWave antenna development. In *Proceedings of the 2024 15th Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)*, Crete, Greece, 22–24 May 2024; pp. 1–3.
21. Poyanco J.M., Baños, G.V., Rajo-Iglesias, E. Beam steering 3D printed dielectric lens antennas for millimeter-wave and 5G applications. *Sensors*, 2023, vol. 23, 6961.
22. Atak A.C., Frölich A., Quint A., Zwick T. AD-band horn antenna made by a proprietary metallization process of photopolymer 3D-prints. In *Proceedings of the 2024 54th European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France, 24–26 September 2024; pp. 1159–1162.
23. Pfeiffer C., Massman J., Steffen T. 3-D Printed Metallic Dual-Polarized Vivaldi Arrays on Square and Triangular Lattices. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2021, vol. 69, 8483–8495.
24. Chieh J.C.S., Dick B., Loui S., Rockway J.D. Development of a Ku-band corrugated conical horn using 3-D print technology. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2014, 13, 201–204.
25. Cheng Y., Dong Y. High-Gain All-Metal 3-D Printed Lens-Horn Antenna for Millimeter-Wave Applications. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2022, 21, 308–312.
26. Anwar M.S., Abufanas H., Bangert A. 3D printed dielectric lens for the gain enhancement of a broadband antenna. *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, 2020, vol. 30, e22115.
27. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Білик О.В., Шпильовий О.О. Дослідження густини потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного випромінювача у ближній та

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

33. Andriy Semenov, Olena Semenova, Natalia Kryvinska, Andrii Krystoforov, Pavlo Kurovskyi, Oleh Kaplychnyi. Development of a microwave resonant waveguide slot antenna with in-phase slot excitation. *TECHNOLOGY AUDIT AND PRODUCTION RESERVES* — Vol. 1 No. 2(69) (2023): Information and control systems, pp. 36-43. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2023.274990>
34. Andriy Semenov, Olena Semenova, Stefan Meulesteen. Flexible Antenna for Cellular IoT Device. *2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, 14-18 November 2022, Ukraine, 2022, pp. 293-298, DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMW58013.2022.10037036>
35. Семенов Андрій, Олександр Громик. Дослідження спрямованих і хвильових параметрів антени поверхневих хвиль. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, № 2, 2023, С. 125-133. DOI: <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-74-16>
36. Choudhury, S. M., Gaffar, Md., Zaman, M. A., & Matin, Md. A. (2010). Design of an X band aperture matched horn antenna by optimization of back-lobe and cross-polarization level. In *International Conference on Electrical & Computer Engineering (ICECE 2010)*, 2010, pp. 550–553. Computer Engineering (ICECE). IEEE. <https://doi.org/10.1109/icelce.2010.5700751>
37. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт. / Укладачі В.О. Козловський, О.Й. Лесько, В.В.Кавецький. Вінниця : ВНТУ, 2021. 42 с.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ В ПЕРЕДАВАЛЬНОМУ ТА ПРИЙМАЛЬНОМУ РЕЖИМАХ ЦИЛІНДРИЧНОЇ РУПОРНОЇ АНТЕНИ

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

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Попенко А.А.

(прізвище та ініціали)

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

 Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

«12» 12 2025 р.

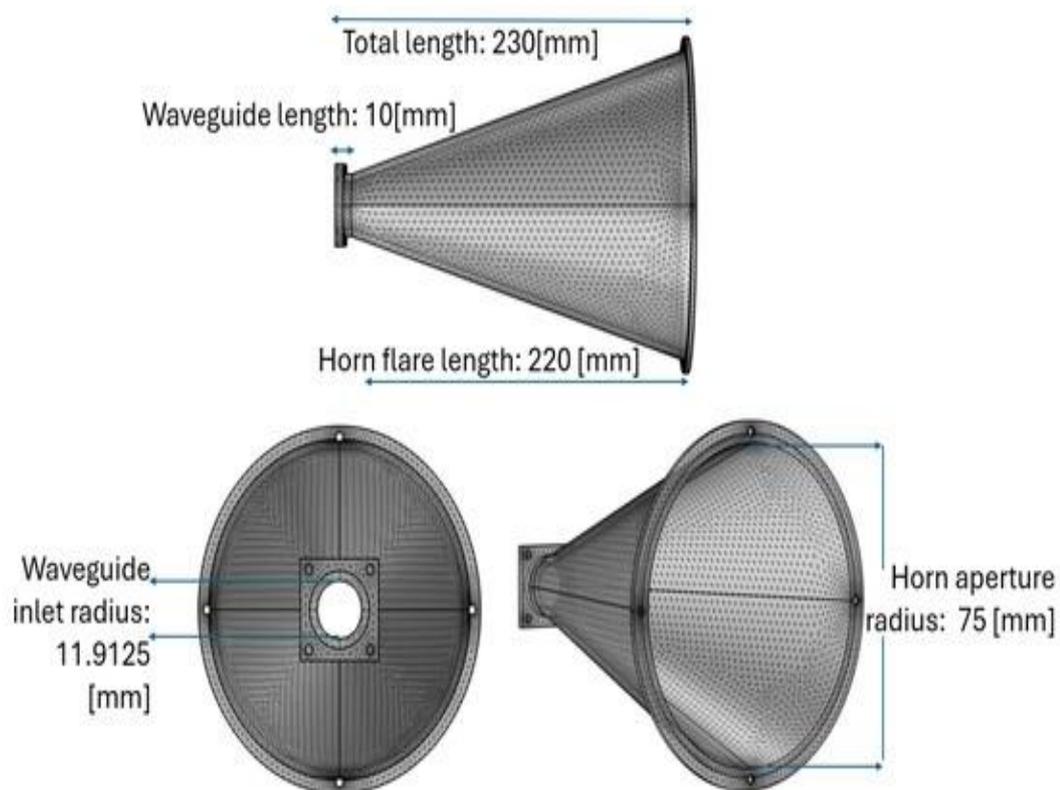


Рисунок 1 – Геометрія круглої рупорної антени, що показує розміри круглої хвилеводної секції, розширення рупора та апертури

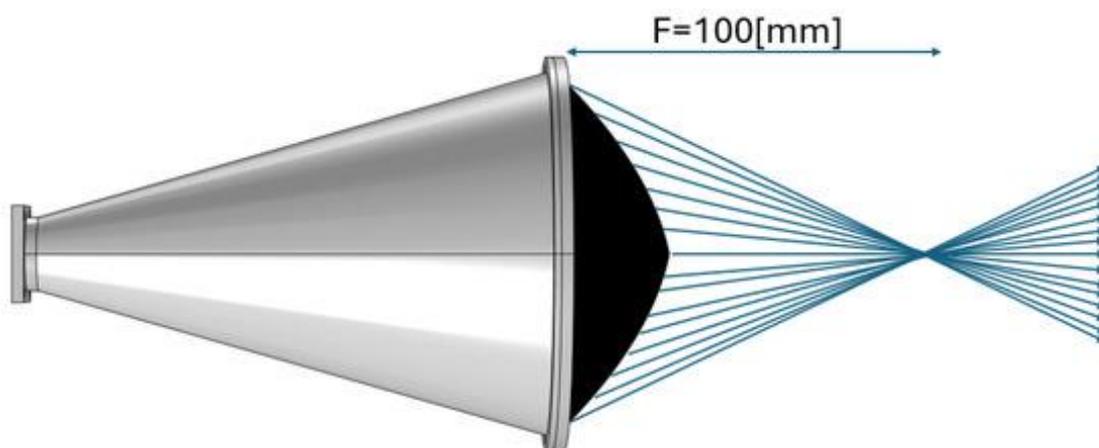


Рисунок 2 – Геометрія круглої рупорної антени з інтегрованою діелектричною лінзою

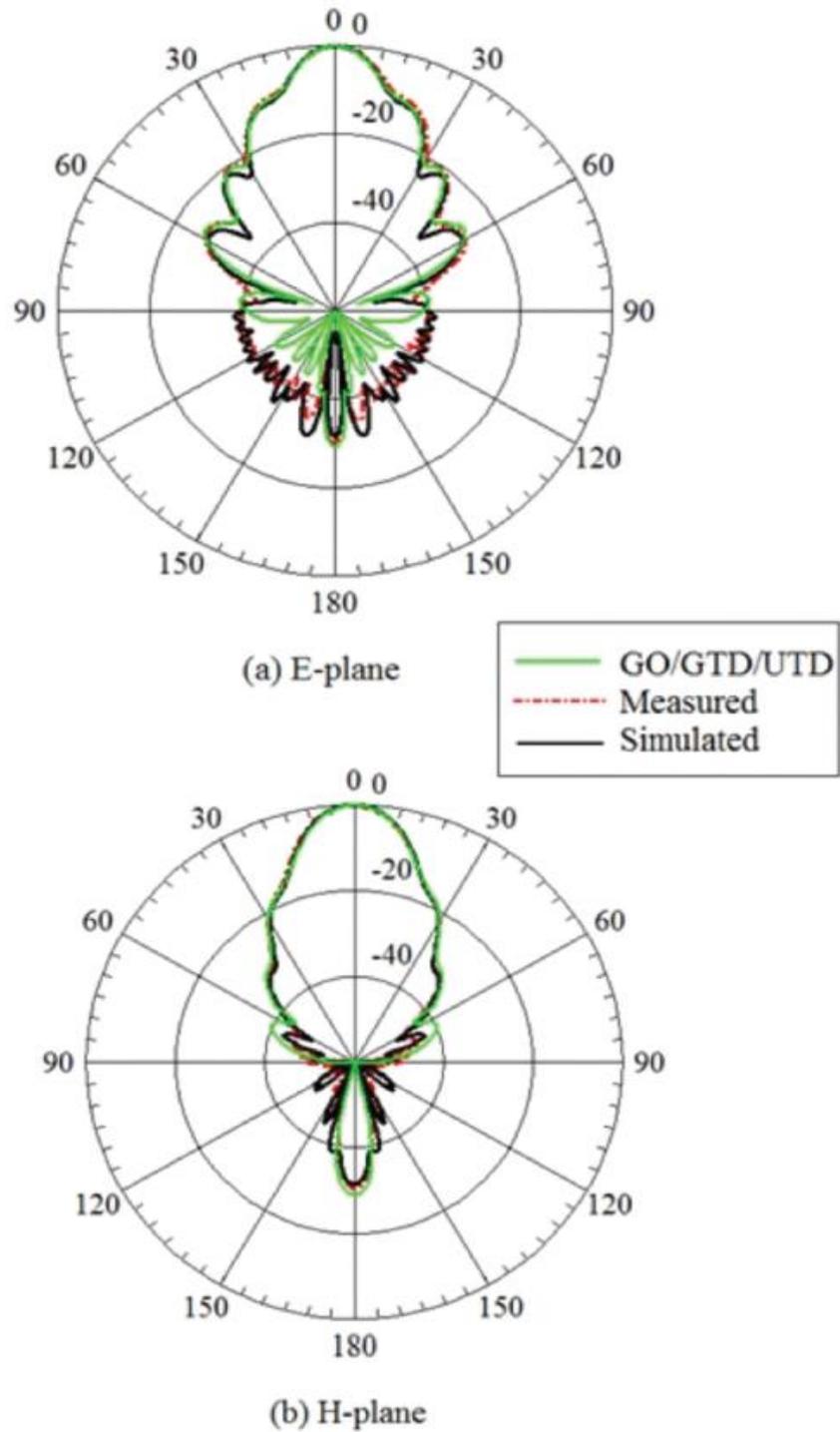


Рисунок 3 – Нормовані амплітудні діаграми спрямованості конічного рупора Х-діапазону з Рис. 2.2, на частоті $f = 10,5$ ГГц ($L = 7,147\lambda$, $2\psi_c = 35^\circ$)

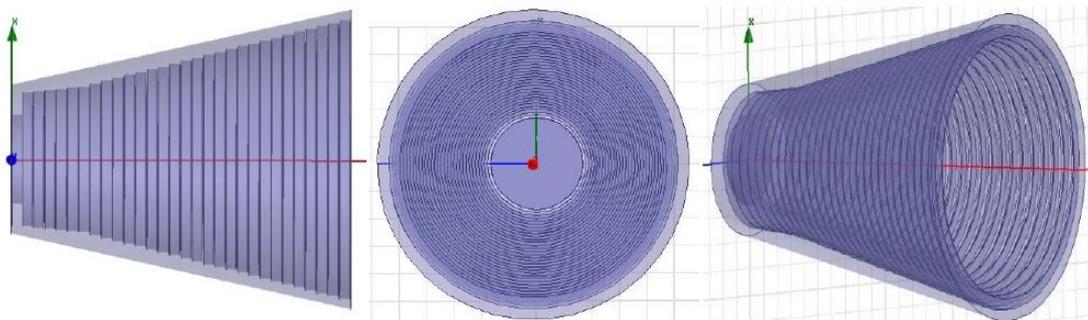


Рисунок 4 - Вид збоку, зверху та 3D-проект запропонованої лінійної профільованої гофрованої рупорної антени

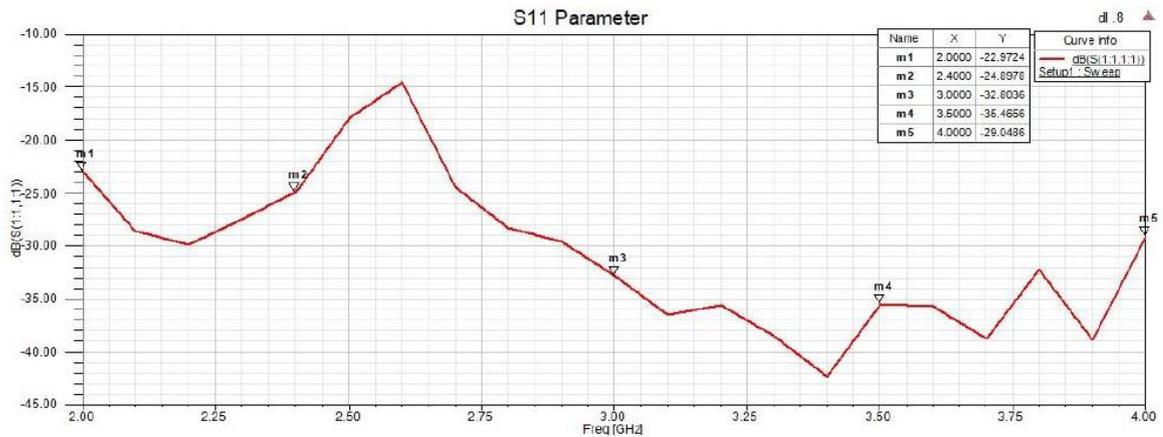


Рисунок 5 – Графік S11 запропонованої лінійної профільованої гофрованої рупорної антени

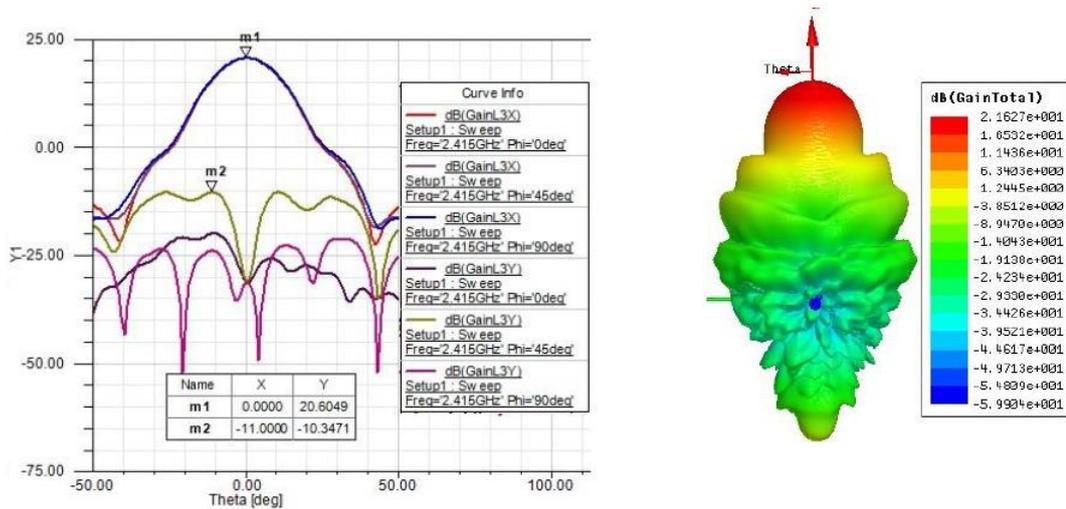


Рисунок 6 – Графіки коефіцієнтів підсилення і перехресної поляризації та 3D діаграма спрямованості розглянутого лінійно-профільованого гофрованого циліндричного рупора

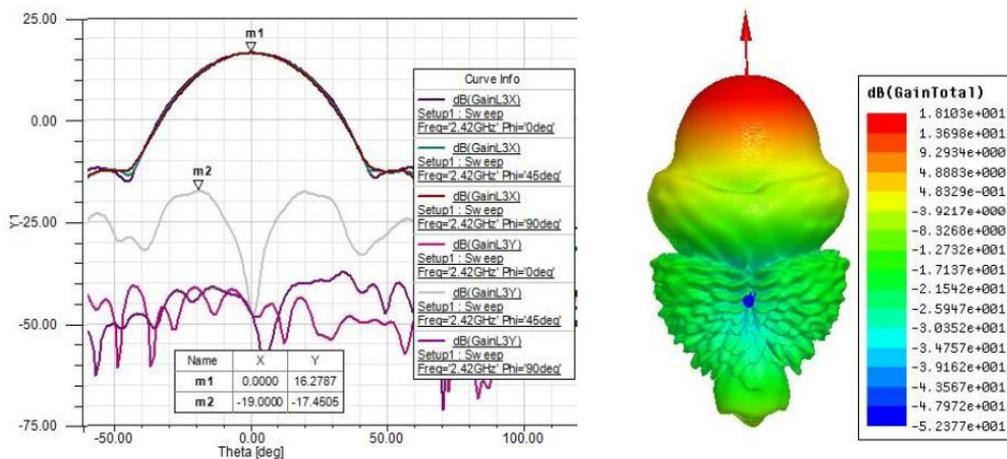


Рисунок 7 – Графіки коефіцієнт підсилення і поперечної поляризації та 3D діаграма спрямованості розглянутого компактного профільованого гофрованого рупора

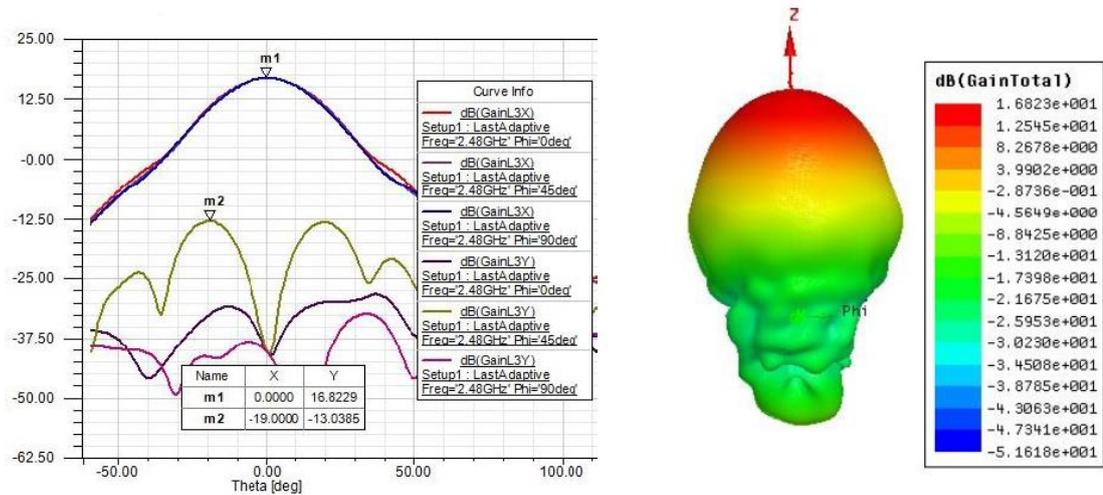


Рисунок 8 – Графіки коефіцієнта підсилення і поперечної поляризації та тривимірна діаграма спрямованості розглянутого гауссівського профільованого гофрованого рупора

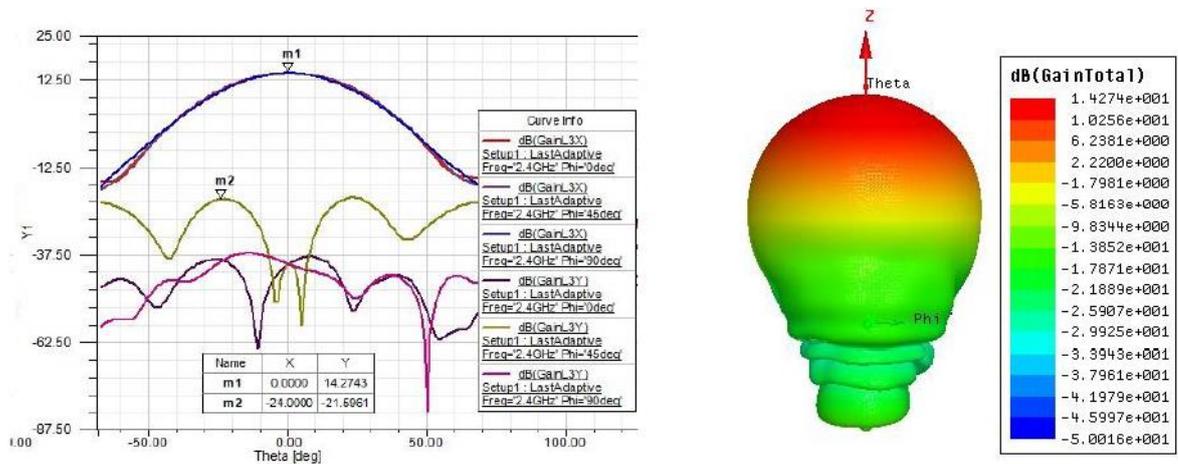


Рисунок 9 – Графіки підсилення і перехресної поляризації та 3D діаграма спрямованості запропонованого аксіально гофрованого гауссівського профільованого гофрованого рупора

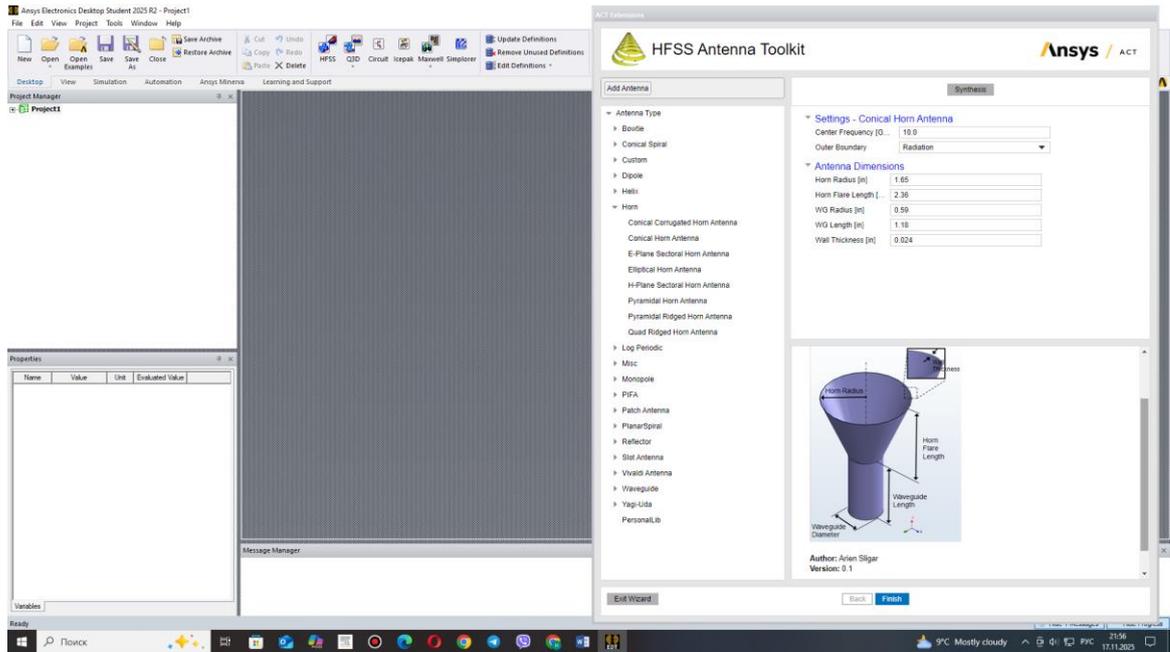


Рисунок 10 – Синтез конструкції оптимальної циліндричної рупорної антени з використанням HFSS Antenna Design Toolkit

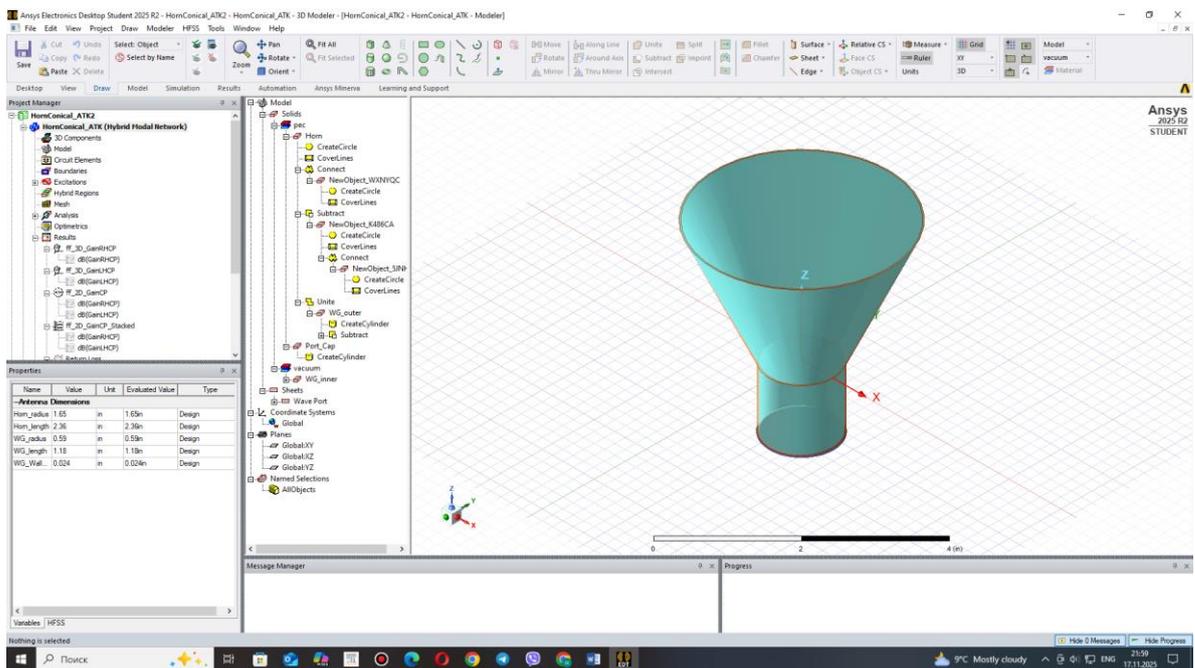


Рисунок 11 – Синтезована конструкція оптимальної циліндричної рупорної антени на частоту 10 ГГц в пакеті програм ANSYS HFSS

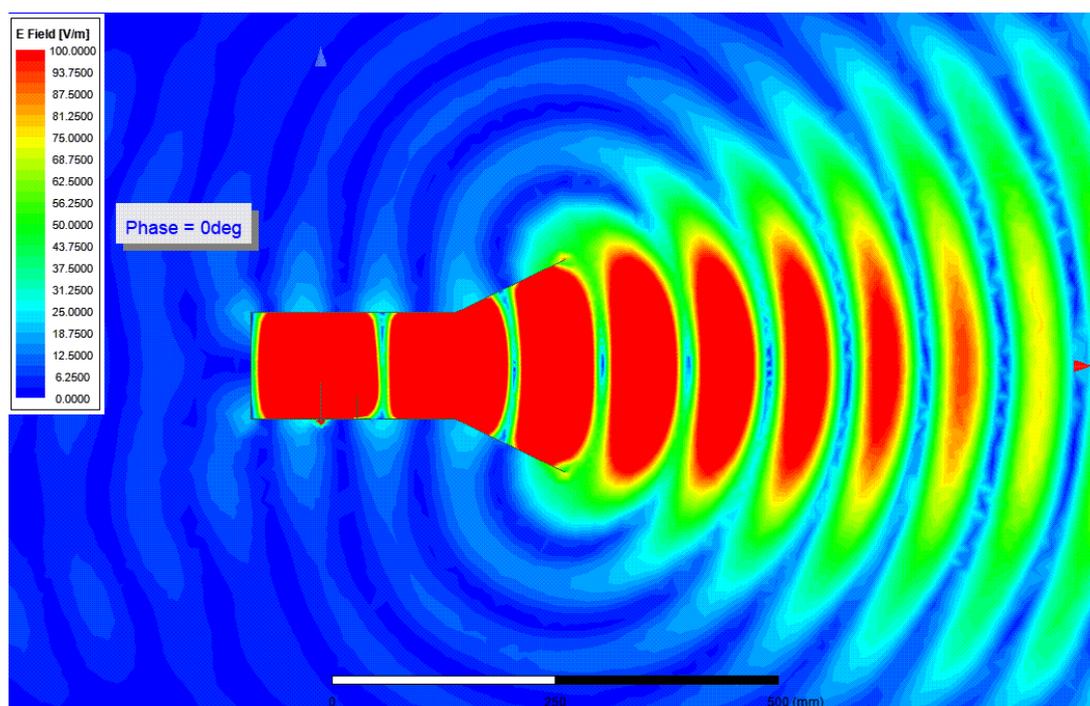


Рисунок 12 – Діаграма випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною при масштабі напруженості поля 100 В/м

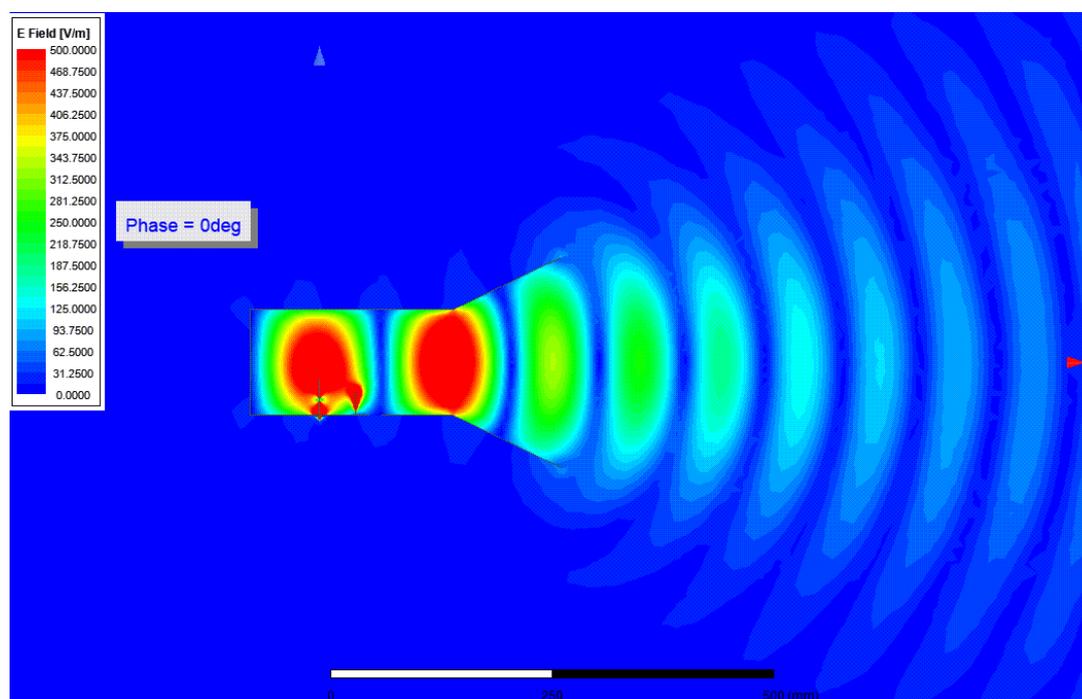


Рисунок 13 – Діаграма випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною при масштабі напруженості поля 500 В/м

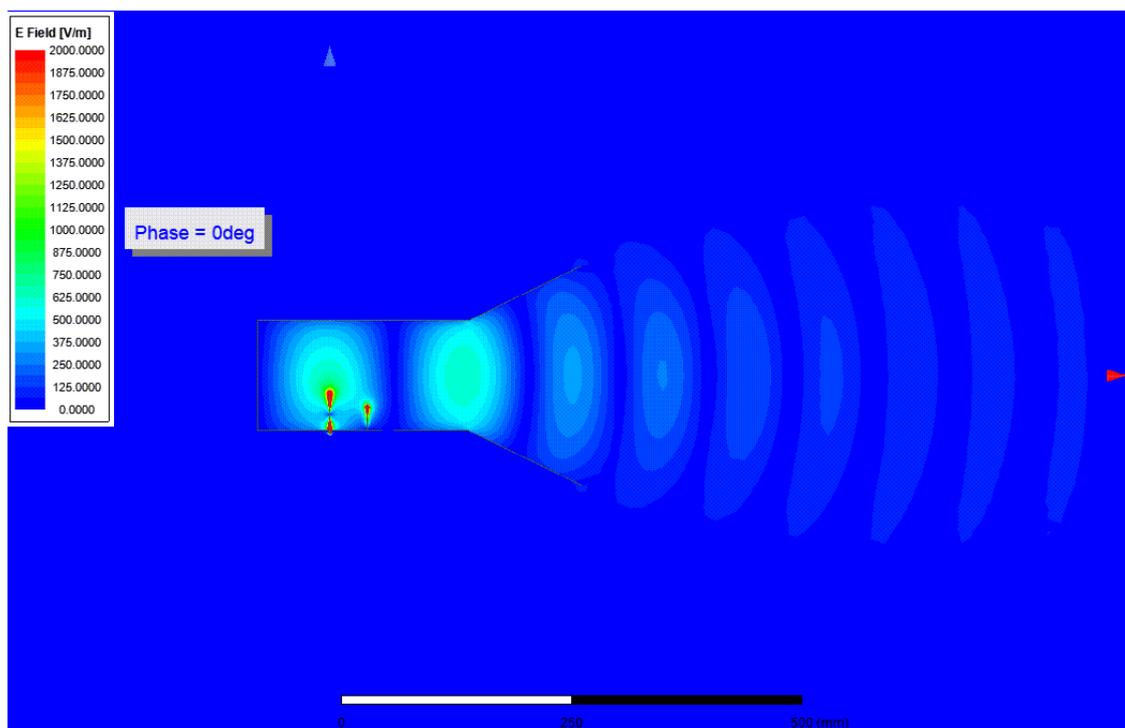


Рисунок 14 – Діаграма випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною при масштабі напруженості поля 2000 В/м

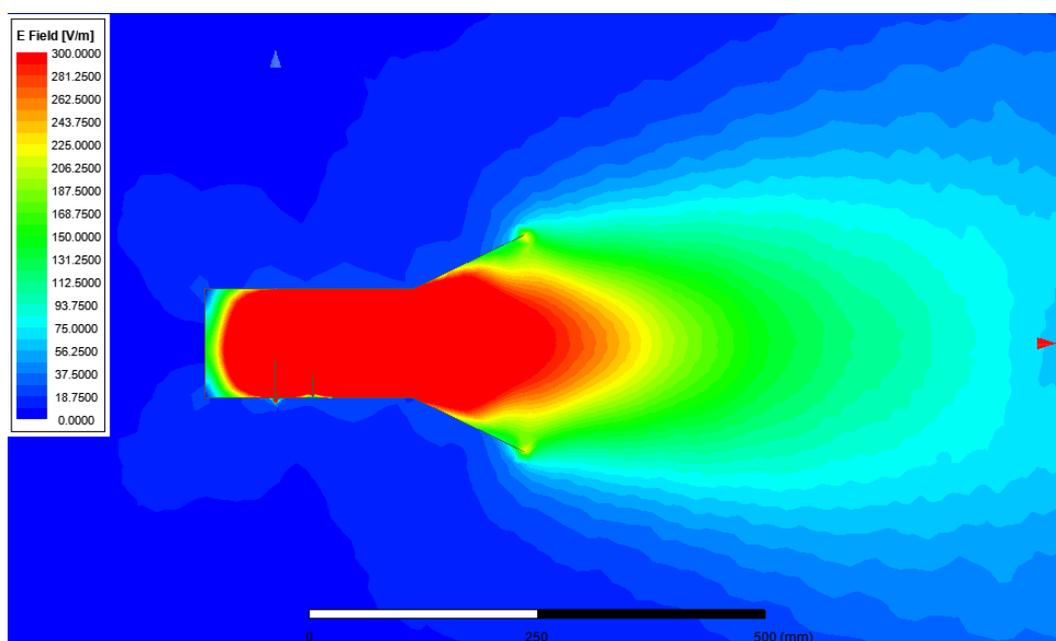


Рисунок 15 – Діаграма випромінювання електромагнітних хвиль оптимальною циліндричною рупорною антеною при масштабі напруженості поля 300 В/м

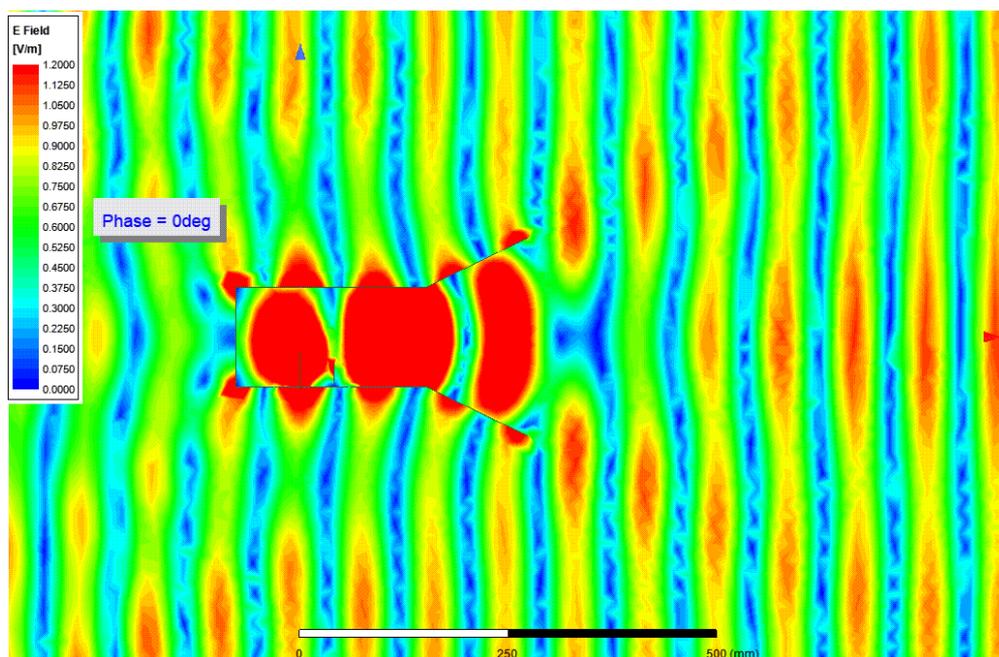


Рисунок 16 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (масштаб 1,2 В/м) при надходженні плоскої ЕМХ

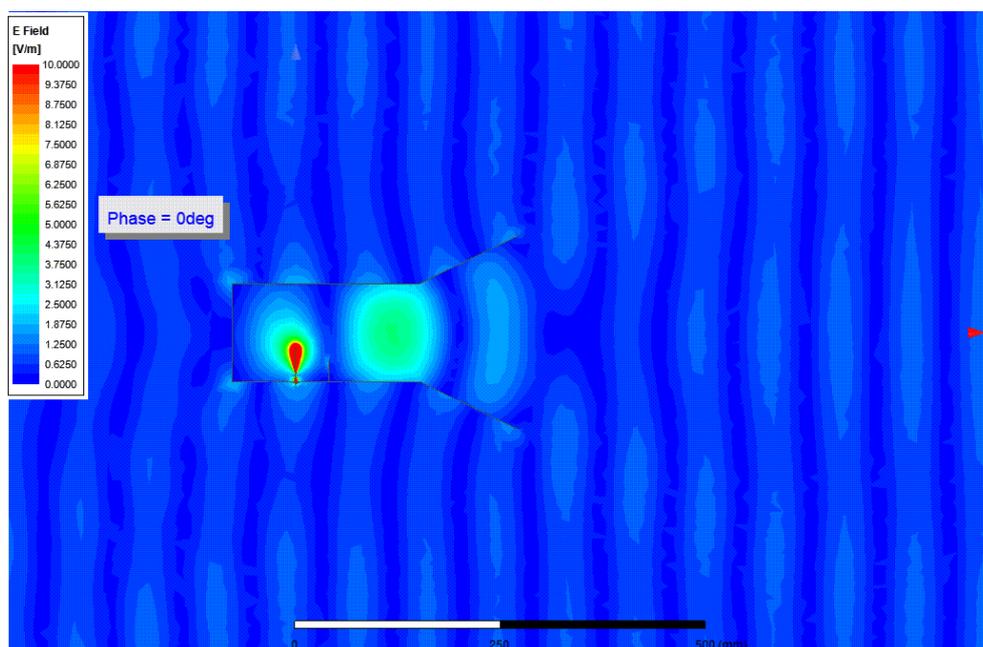


Рисунок 17 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (масштаб 10 В/м) при надходженні плоскої ЕМХ

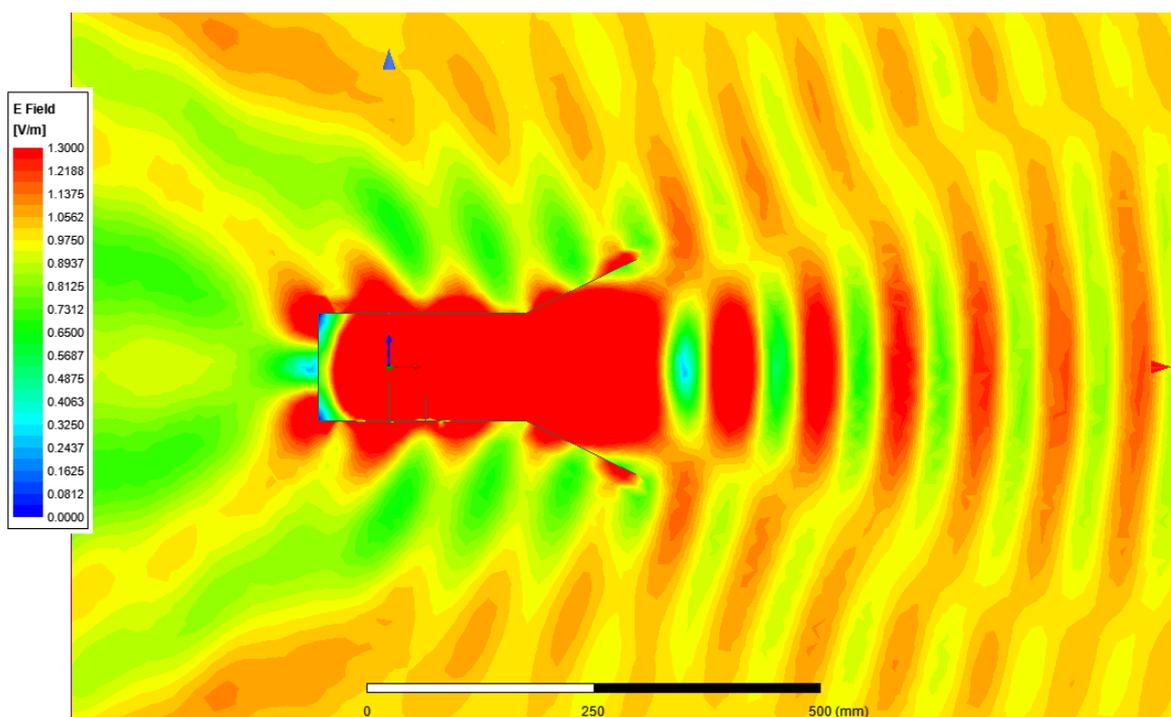


Рисунок 18 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени при надходженні плоскої ЕМХ (інтегральне поле RX, масштаб $E = 1,3$ В/м)

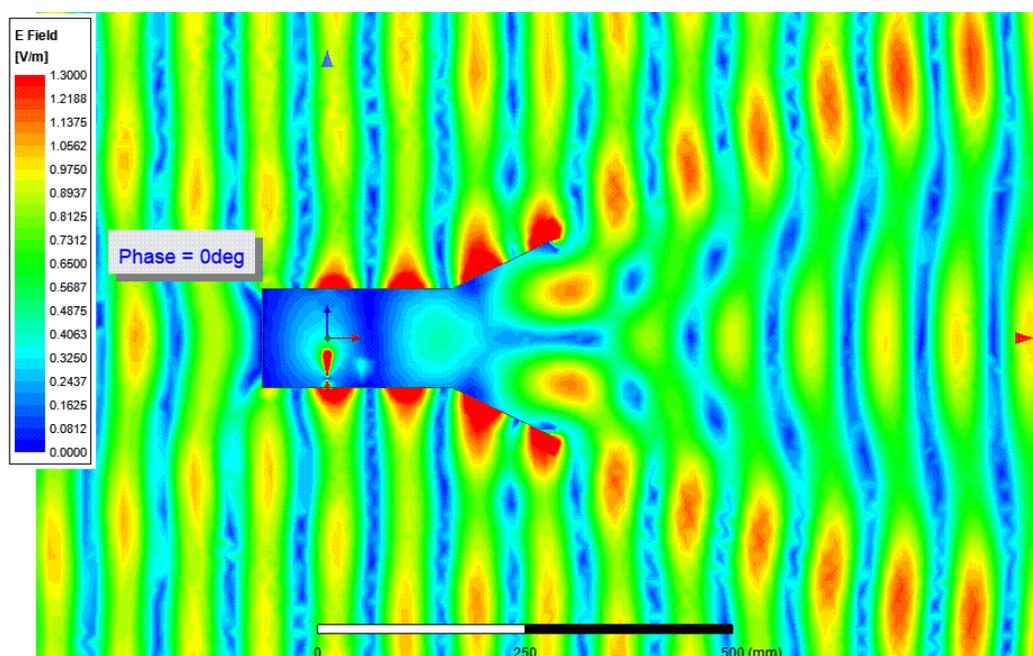


Рисунок 19 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени при надходженні плоскої ЕМХ (Приєм задніх пелюсток (небажаний) на рівні -7 дБі, $E=1,3$ В/м)

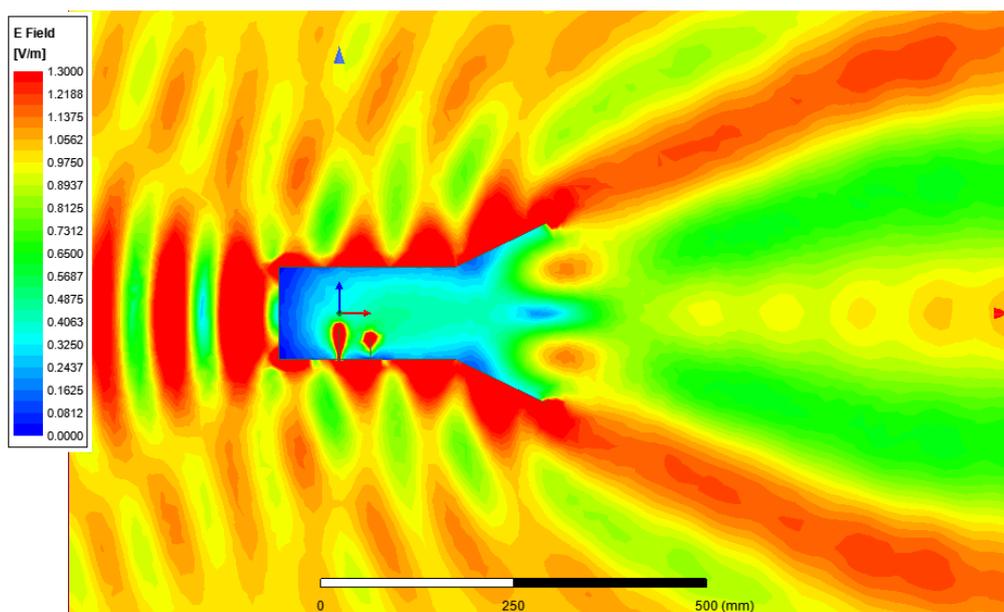


Рисунок 20 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (Небажане приймання задніх пелюсток на рівні -7 дБі, інтегральне поле RX, масштаб $E = 1,3 \text{ В/м}$)

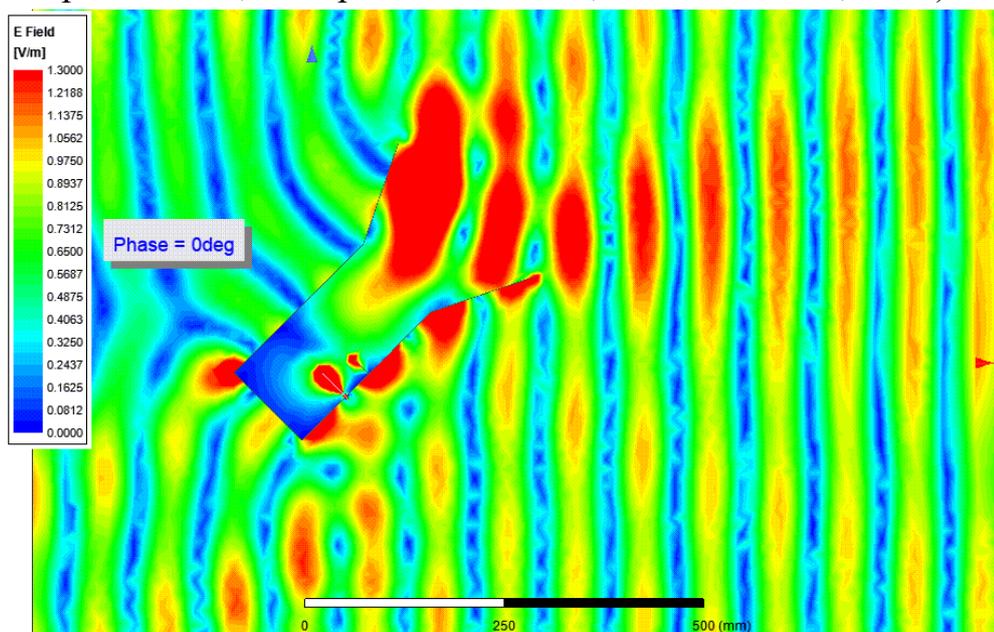


Рисунок 21 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (Приймання бічних пелюсток під кутом $\theta=45^\circ$ на рівні -1 дБі, масштаб $E = 1,3 \text{ В/м}$)

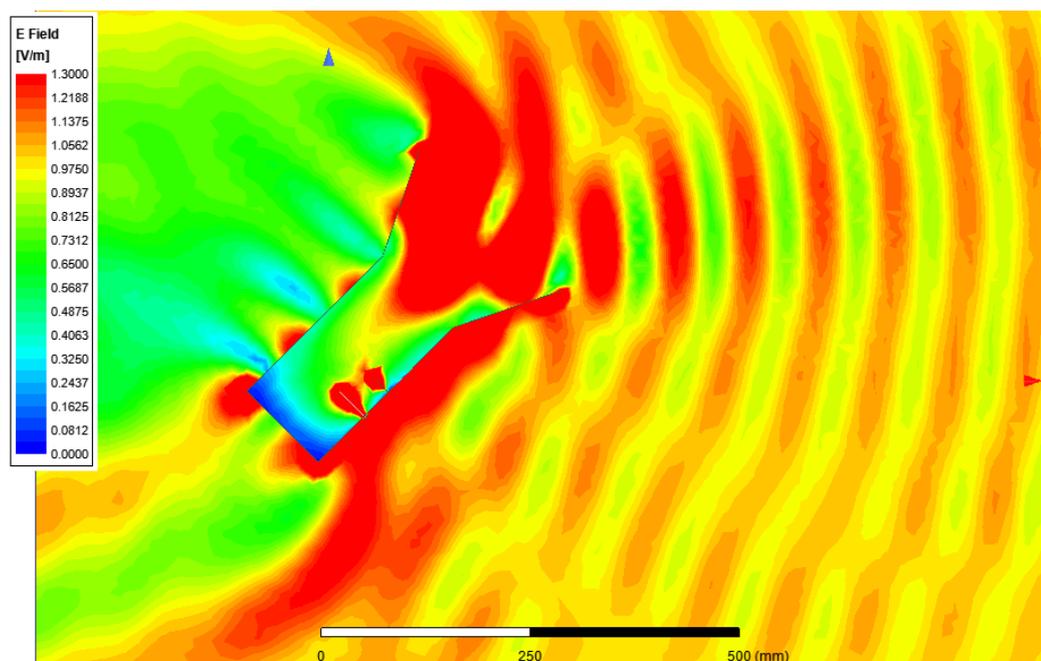


Рисунок 22 – Діаграма електромагнітного поля в приймальному режимі циліндричної рупорної антени (Приймання бічних пелюсток під кутом $\theta=45^\circ$ на рівні -1 дБі, інтегральне поле RX, масштаб $E = 1,3 \text{ В/м}$)

Додаток Б
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ ПОШИРЕННЯ
РАДІОХВИЛЬ В ПЕРЕДАВАЛЬНОМУ ТА ПРИЙМАЛЬНОМУ
РЕЖИМАХ ЦИЛІНДРИЧНОЇ РУПОРНОЇ АНТЕНИ**

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Дослідження електродинамічних процесів поширення радіохвиль в передавальному та приймальному режимах циліндричної рупорної антени»

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

Підрозділ Кафедра ІРТС
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 0,04%

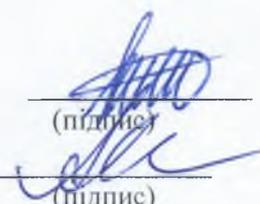
Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

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

Експертна комісія:

Семенов А.О. – д.т.н., професор каф. ІРТС

(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)

Осадчук О.В. – д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС

(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Семенов А.О.

(прізвище,

ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

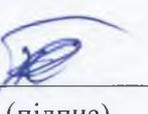
Керівник


(підпис)

Семенов А.О. – д.т.н., професор каф. ІРТС

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач


(підпис)

Попенко А.А.

(прізвище, ініціали)