

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій та радіотехніки

КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

Бакалавр

Освітній рівень

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

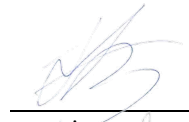
Шифр і назва спеціальності

на тему Дзеркальна антенна система з керованою діаграмою спрямованості

КПТР. 2017003.01.07 ПЗ

Виконав:

студент 4 курсу, група ТР-17-1

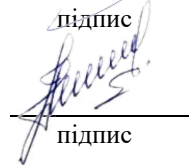


підпис

Ілля БУДНІК

Ініціали, прізвище

Керівник: к.т.н., доцент



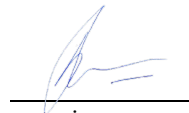
підпис

Леся КАРПОВА

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.



підпис

Юлій БОЙКО

Ініціали, прізвище

«20» травня 2021р.

Хмельницький, 2021

Хмельницький національний університет

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій та радіотехніки

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедру

телекомунікацій та радіотехніки

 Юлій БОЙКО

«20» травня 2021 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

дипломнику БУДНІКУ Іллі Юрійовичу

1 Тема роботи: Дзеркальна антенна система з керованою діаграмою спрямованості
затверджена наказом по університету від «05» лютого 2021 року № 11

2 Мета: аналіз технологічних параметрів антенних решіток, опис
математичної моделі та проведення комп'ютерного моделювання

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

Моделювання та розрахунок дзеркальних параболічних антен за допомогою сучасних САПР НВЧ.

В процесі виконання бакалаврського кваліфікаційного проєкта:

Розрахунок офсетної дзеркальної антени за наступними параметрами:

- розміри 240 × 267 см (розкрив Ø240 см);
- діапазон частот 10,7...12,75 ГГц;
- ширина діаграми спрямованості не більше 0,7° (11,3 ГГц);
- коефіцієнт підсилення 47,6 дБ (11,3 ГГц);
- рівень бічних пелюсток не більше –25 дБ.

4 Термін подання роботи до захисту 20 травня 2021 року


5 Дата видачі завдання 10 лютого 2020 року

Науковий керівник  Лєся КАРПОВА

Завдання отримав  Ілля БУДНІК

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою телекомунікацій та
радіотехніки

 Юлій БОЙКО
«10» лютого 2021 р.


ПЛАН ІНДИВІДУАЛЬНОЇ РОБОТИ

№ п/п	Найменування виду роботи	Форма звітності, термін виконання	Відмітка наукового керівника
1.	Розробка завдання на кваліфікаційний проєкт	15.02.2021р.	
2.	Складання індивідуального плану на кваліфікаційний проєкт	15.02.2021р.	
3.	Написання першого (теоретичного) розділу	10.03.2021р.	
4.	Написання другого розділу	26.03.2021р.	
5.	Написання третього розділу	15.04.2021р.	
6.	Написання вступу і загальних висновків та пропозицій до кваліфікаційного проєкту	30.04.2021р.	
7.	Оформлення кваліфікаційного проєкту	10.05.2021р.	
8.	Рецензування кваліфікаційного проєкту	15.05.2021р.	
9.	Презентаційні матеріали за результатами виконання дипломного проєкту	20.05.2021р.	

Примітки:

1. _____
2. _____

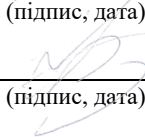
Науковий керівник



(підпис, дата)

Леся КАРПОВА

Студент



(підпис, дата)

Ілля БУДНІК

АНОТАЦІЯ

Робота присвячена аналізу та розробці нееквідистантної фазованої антенної решітки наземного базування, призначеної для космічних досліджень в області пошуку і виявлення малогабаритних об'єктів, що знаходяться на навколоземній орбіті.

У вступі розібрані завдання і принципи побудови наземних радіотелескопів, їх основні недоліки, а також обґрунтований вибір на користь антенних решіток.

У розділі 1 наведено історичний і літературний огляд наявних розробок в області антенної техніки НВЧ діапазону. У розділі 2 розглядаються теорія про знаходження часткового фазового центру параболічної дзеркальної антени, основні теорії побудови фазованих антенних решіток і закони розстановки гостроспрямованих елементів в нееквідистантних антенних решітках. У розділі 3 наведено результати розрахунку і моделювання досліджуваної антеною системи в різних програмних пакетах, які підтверджують описані теорії, а також наведено їх порівняльний аналіз. До кожного розділу наведені висновки про виконану роботу і отримані результати.

Ключові слова: антена, фазована антенна решітка, антенне поле, фазовий центр, параболічна дзеркальна антена, радіотелескоп.

ABSTRACT

The work is devoted to the analysis and development of a non-equidistant phased array of ground-based antenna, designed for space research in the field of search and detection of small objects in near-earth orbit.

The introduction deals with the problems and principles of construction of ground radio telescopes, their main drawbacks, as well as the choice in favor of antenna arrays.

Chapter 1 provides a historical and literary overview of the available developments in the field of antenna technology of the microwave range. Chapter 2 the theory of finding a partial phase center of a parabolic mirror antenna, the basic theory of construction of phased antenna arrays and the laws of arrangement of sharp elements in non-equidistant antenna arrays. Chapter 2 presents the results of calculation and modeling of the antenna system in various software packages, confirming the described theory, and their comparative analysis. Each Chapter contains conclusions about the work done and the results obtained.

Keywords: antenna, phased array antenna, antenna field, phase center, parabolic reflector antenna, radio telescope.

ЗМІСТ

	С.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	9
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ І ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ВИПРОМІНЮВАЧІВ.....	12
1.1 Історичний огляд та особливості існуючих фазованих антенних решіток.....	12
1.1.1 Антени з немеханічним рухом променя.....	12
1.1.2 Літакові антенні решітки.....	14
1.1.3 Антенні поля.....	17
1.1.4 Радіоінтерферометр SKA.....	18
1.2 Висновки до розділу.....	20
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС МЕТОДІВ РОЗРАХУНКУ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК.....	21
2.1 Введення в теорію фазованих антенних решіток і активних фазованих антенних решіток.....	21
2.2 Метод теореми множення.....	22
2.3 Методи розрахунку нееквідистантних фазованих антенних решіток.....	29
2.4 Теорія про частковий фазовий центр антени.....	34
2.5 Метод апертурних ортогональних поліномів.....	40
2.6 Висновки до розділу.....	44
3 МОДЕЛЮВАННЯ ТА РОЗРАХУНОК ДЗЕРКАЛЬНИХ ПАРАБОЛІЧНИХ АНТЕН ЗА ДОПОМОГОЮ СУЧАСНИХ САПР НВЧ.....	45

					КПТР. 2017003.01.07 ПЗ							
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата	Дзеркальна антенна система з керованою діаграмою спрямованості Пояснювальна записка			Літера	Аркуш	Аркушів		
Розробив	Буднік І.Ю.	Карпова Л.В.	[Підпис]						5			
Перевірів			[Підпис]					ХНУ, гр. ТР-17-1				
Н. контр.	Бойко Ю.М.		[Підпис]									
Затв.												

3.1 Принцип побудови дзеркальних антен.....	45
3.2 Методи розрахунку дзеркальної параболічної антени за допомогою сучасних САПР.....	47
3.3 Розрахунку вісесиметричної дзеркальної антени в програмному середовищі Mirror.....	50
3.4 Розрахунок офсетної дзеркальної антени в програмному середовищі Mirror.....	56
3.5 Розрахунок опромінену круглим хвилеводом вісесиметричної дзеркальної антени в програмному середовищі ФЕКО.....	57
3.6 Розрахунок офсетної дзеркальної антени в програмному середовищі ФЕКО.....	59
3.7 Моделювання ФАР в програмному середовищі Matlab.....	61
3.8 Побудова ФАР в програмному середовищі HFSS. Знаходження фокусної центру випромінювача.....	64
3.9 Побудова ФАР в програмному середовищі ФЕКО. Моделювання антенної решітки.....	66
3.10 Висновки до розділу.....	73
ВИСНОВКИ	74
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	75
ДОДАТКИ	77

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АР	–	антенна решітка
АС	–	антенна система
АФАР	–	активна фазована антенна решітка
АФР	–	амплітудно-фазовий розподіл
ВЧ	–	високочастотний
ДЗЗ	–	дистанційне зондування Землі
ДС	–	діаграма спрямованості
КСД	–	коефіцієнт спрямованої дії
ККД	–	коефіцієнт корисної дії
КСХН	–	коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі
КП	–	коефіцієнт підсилення
НФАР	–	нееквідистантна фазована антенна решітка
РЛ	–	радіолінія
РЛС	–	радіолокаційна станція
РСА	–	радіолокатор з синтезованою апертурою
РТ	–	радіотелескоп
САПР	–	система автоматизованого проектування
НВЧ	–	надвисокі частоти
РБП	–	рівень бічних пелюсток
ФАР	–	фазована антенна решітка
ФЦ	–	фазовий центр
ЕОМ	–	електронно-обчислювальна машина
ЕМВ	–	електромагнітне випромінювання
ЕМС	–	електромагнітна сумісність
АА	–	antenna array (з англ. Антенна решітка)
АІ	–	aperture integration (з англ. Методу апертурних інтеграцій)
АРМ	–	analytical regularization method (з англ. Метод аналітичної

	регуляризації)
BVP	– boundary value problem (з англ. Дифракція крайових задач)
FEKO	– FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche (з нім. Промислові обчислення для тіл з будь-якою поверхнею (САПР))
FEM	– finite element method (з англ. Метод кінцевих елементів)
GO	– geometrical optics (з англ. Метод геометричної оптики)
GTD	– geometrical theory of diffraction (з англ. Геометрична теорія дифракції)
HFSS	– High Frequency Structural Simulator (з англ. Емулятор високочастотного розрахунку структури (САПР))
LOFAR	– Low Frequency Array (з англ. Низькочастотна антенна решітка)
MoM	– method of moments (з англ. Метод моментів)
PO	– physical optics (з англ. Метод фізичної оптики)
SKA	– Square Kilometer Array (з англ. Антенна решітка площею в квадратний кілометр)

ВСТУП

У теперішній час розвиток таких галузей науки і техніки як радіолокація, зв'язок, радіоастрономія та навігація неможливо уявити без впровадження нових досягнень у антенній техніці.

Потреба у підвищенні коефіцієнта підсилення антени призвела до необхідності використання антенних решіток. Подальший розвиток цього виду антен був спрямований на забезпечення можливості електричного сканування променем у просторі і формування багатопроменевої діаграми спрямованості у рамках єдиної антенної системи.

Метою даної роботи є аналіз технологічних параметрів антенних решіток, опис математичної моделі та проведення комп'ютерного моделювання.

На практиці побудови наземних комплексів, призначених для космічного зв'язку, будь то керування космічними апаратами або астрономічні дослідження, одним з основних питань є вибір антеною системи – радіотелескопу (РТ). Конструкції антен радіотелескопів відрізняються великою різноманітністю, що обумовлено дуже широким діапазоном довжин хвиль, використовуваних в радіоастрономії (від 0,1 мм до 1000 м). Антени радіотелескопів, які приймають міліметрові, сантиметрові, дециметрові і метрові хвилі, найчастіше представляють собою параболічні відбивачі, подібні дзеркалам звичайних оптичних рефлекторів. У фокусі параболоїда встановлюється випромінювач – пристрій, що збирає радіовипромінювання, яке направляється на нього дзеркалом, або ж навпаки, якщо антена є приймальні.

Залежно від конструкції антен для направлення в досліджувану область неба рефлектор може встановлюватися на азимутальних і кутомісцевих поворотних пристроях, що забезпечують повороти по азимуту і куту місця (повноповороті антени). Існують також антени, що допускають лише обмежені повороти і навіть повністю нерухомі. Напрямок прийому в нерухомих антенах (зазвичай дуже великого розміру) досягається шляхом переміщення

випромінювачів, які сприймають відбите від антени радіовипромінювання, однак лише в невеликому діапазоні кутів.

Різноманітність об'єктів дослідження, широкий діапазон довжин хвиль і швидкі темпи розвитку привели до великої різноманітності типів радіотелескопів. У таблиця 1.1 наведені приклади деяких радіотелескопів, які використовують в якості рефлектора параболічну поверхню.

Таблиця 1.1 – Список найбільших радіотелескопів світу

Розташування	Тип антени	Розмір	Мінімальна робоча довжина хвилі
США, Грін Бенк	Параболічний сегмент з активною поверхнею	110 x 100 м	6 мм
Німеччина, Еффельсберг, Еффельсберзький радіотелескоп	Параболічний рефлектор	100 м	7 мм
Велика Британія, Джодрелл Бенк	Параболічний рефлектор	76 м	1,3 см
Україна, Євпаторія, РТ-70 (П-2500)	Параболічний рефлектор	70 м	1 см
Австралія, Парк, Обсерваторія Паркса, Parkes Observatory	Параболічний рефлектор	64 м	7 мм
Японія, Нобеяма, NRO	Параболічний рефлектор	45 м	1 мм
Італія, Медічина	Параболічний рефлектор	32 м	1,3 см
Україна, Євпаторія, П-400	Параболічний рефлектор	32 м	від 8 см
Україна, Сімферополь, ТНА-400	Параболічний рефлектор	32 м	від 40 см
Україна, Золочів	Параболічний рефлектор	32 м	від 1.35 см
Іспанія, Гранада, IRAM	Параболічний рефлектор	30 м	1 мм
Україна, Харків, УТР-2	Система дипольних антен, «Т»	1860 м x 50 м 900 м x 50 м	12 м
Індія, Уті, Ooty Radio Telescope	Параболічний циліндр	500 м x 30 м	91 см

Однак гігантські радіотелескопи вимагають серйозних економічних і енергетичних витрат як під час побудови, так і в процесі експлуатації: щоб керувати променем такої антени, потрібен спеціальний привід обертання всієї конструкції. Завдяки розвитку теорії і техніки антен і антенних решіток, з'явилася можливість немеханічного керування променем діаграми спрямованості. Так, альтернативою наземним антен з величезним діаметром дзеркала може служити антенне поле – решітка з гостроспрямованих випромінювачів, рознесених в просторі на кілька довжин хвиль. Керування діаграмою спрямованості системи з таких елементів менш трудомістке, оскільки зміна орієнтації головної пелюстки може здійснюватися за допомогою зміни амплітудно-фазового розподілу (АФР) окремих елементів, що також розширює спектр можливостей придушення рівня бічних пелюсток (РБП) [1]. Способи побудови подібних фазованих антенних решіток (ФАР), причини появи бічних пелюсток, а також методи боротьби з ними детально розглянуті в розділі 3.

Актуальність вибору конструкцій радіотелескопу на користь ФАР також полягає в можливості використання скануючого променя, що дозволяє вести пошук і отримувати інформацію для первинної обробки даних про знаходження малогабаритних космічних об'єктів, таких як космічне сміття. На прикладі розробки і результатів, наведених в даній роботі, пропонується дослідження можливості побудови подібних ФАР з гостроспрямованих елементів бортового базування на космічних станціях, проектів якого на даний час не реалізовано.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ І ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ВИПРОМІНЮВАЧІВ



Надвисокі частоти давно стали широко застосовуватися в самих різних областях техніки, в медицині, в побутовій радіоелектроніці. У будь-якому пристрої або системі, де використовується радіоканал для передачі будь-якої інформації, не обійтися без такого елемента, як антена.

Фазовані антенні решітки (ФАР) – це багатоелементні антенні системи, які дозволяють змінювати положення діаграми спрямованості (ДС) в просторі шляхом зміни амплітудно-фазового розподілу електромагнітного поля в нерухомому полотні решітки, тобто, здійснювати електричне сканування ДС. Цей спосіб огляду простору є найбільш швидкодіючим, тому ФАР знайшли широке застосування в радіолокації, навігації, радіоастрономії, телебаченні, радіометрії, радіозв'язку. Найважливішою характеристикою, що визначає властивості всієї системи в цілому, є просторова діаграма спрямованості антени.

1.1 Історичний огляд та особливості існуючих фазованих антенних решіток

1.1.1 Антени з немеханічним рухом променя

Ідея, що променем системи можна керувати, змінюючи розподіл фаз на випромінювачі, була висловлена ще в 1925 році американським інженером Г.Т. Фріісом, а потім і радянськими фахівцями П.М. Рамлау і А.А. Пістолькорса в 1932 і 1935 роках відповідно, а конкретні рішення були використані вже в період Другої Світової Війни, теорію і огляд яких зібрав в своїх працях О.Г. Вендік [1]. Одна з перших антен з немеханічним рухом променя була побудована для трансатлантичної радіотелефонної лінії зв'язку в 1937 році. Ця антена, володіючи досить високою спрямованістю, дозволяла змінювати

					КПТР. 2017003.01.07 ПЗ			
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		Літера	Аркуш	Аркушів
Розробив		Буднік І.Ю.			Дзеркальна антенна система з керованою діаграмою спрямованості Пояснювальна записка		12	
Перевірив		Карпова Л.В.						
Н. контр.		Бойко Ю.М.						
Затв.								
						ХНУ, гр. ТР-17-1		

напрямок прийому променів у вертикальній площині і таким шляхом вибрати напрямок приходу променів, найменш ослаблених при відображенні від іоносфери. Так як завдяки спрямованим властивостям антени здійснювався прийом тільки одного відбитого променя, то різко зменшувалися завмирання сигналу. Ця антена представляє собою систему ромбічних антен, розташованих уздовж прямої лінії на ділянці довжиною близько 1,5 км. Керування діаграмою спрямованості здійснювалося зміною фазових співвідношень між струмами в окремих ромбах (рис. 1.1). Теорії, на яких ґрунтуються принципи побудови таких антенних решіток, розглянуті докладніше в розділі 2.



Рисунок 1.1 – Елемент антенної решітки з немеханічним рухом променя у вигляді ромбічної антени

Високій швидкості керування променем системи ромбічних антен не було потрібно.

Розвиток радіолокації поставило задачу керування діаграмою спрямованості антени протягом інтервалів часу, що вимірюються спочатку мілісекундами, а до теперішнього часу і десятками наносекунд.

За радянський повоєнний час розроблялися антени, в основу принципу дії яких було покладено керування фазами хвиль в декількох випромінювачів антени за допомогою фазообертачів, що містять феритові елементи. Роботи по

радіолокаційному використанню антен з електронним скануванням велися і в США. Перша публікація про фазообертачі на основі фериту, призначеним для застосування в антені з електронним скануванням, з'явилася в кінці 1954 року.

1.1.2 Літакові антенні решітки

З розвитком авіаційної техніки, фазовані антенні решітки отримали своє застосування і для бортових засобів радіолокації. Антена на борту літального апарату повинна відповідати певним вимогам: мати невеликі розміри, не погіршувати його аеродинамічних властивостей, працювати в важких кліматичних умовах. Багатоелементні ФАР з просторово-часової обробкою інформації для вирішення завдань радіолокації, радіонавігації, радіотехнічної розвідки, радіоелектронної боротьби і телекомунікацій є невід'ємною частиною радіоелектронних систем літальних апаратів. Так, одним з напрямків розробки антен літакового базування є хвилеводно-щілинні антенні решітки. Одна з таких антен сантиметрового діапазону представлена на рисунку 1.2.

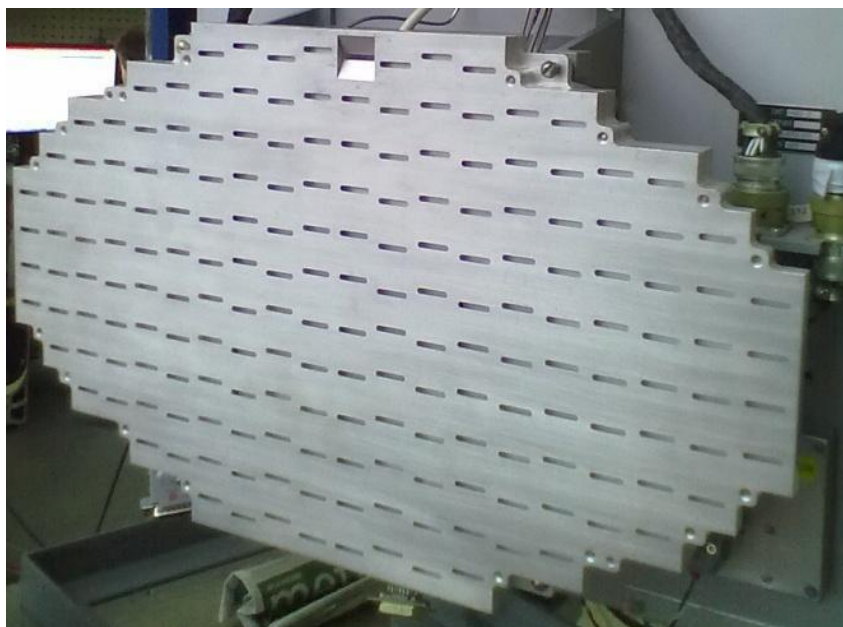


Рисунок 1.2 – Хвилеводно-щілинна антенна решітка літакового базування

Наочним прикладом втіленням теорії про застосування нееквідистантної структури розташування елементів в антенною є хвилевідно-щілинна антенна решітка бортового радіолокатора з синтезованою апертурою (РСА) літакового базування системи дистанційного зондування Землі (ДЗЗ). Антенна решітка з підвищеною широкосмуговістю забезпечує високу роздільну здатність при польотах на висотах $\sim 15 - 20$ км і дальності дії близько $150 - 200$ км в режимах зйомки орієнтація літального апарату стабілізується щодо вектора швидкості за допомогою електромеханічного приводу в межах кутів флуктуацій літака.

У практиці побудови радіолокаторів з синтезованою апертурою літакового базування виникає ряд проблем практичної реалізації антенною системи. Перш за все, у зв'язку з жорсткими конструктивними обмеженнями стоїть проблема оптимального розміщення гостроспрямованої скануючої антени на швидкісних літаках. У зв'язку з цим принцип роботи РСА бокового огляду наказує забезпечувати переважну кутову зону огляду в напрямку, перпендикулярному вектору швидкості літака. Для цього РСА розміщується в підвісному радіопрозорому контейнері під фюзеляжем літака.

До складу РСА входить зосереджений імпульсний когерентний передавач з високим рівнем випромінює імпульсної потужності ~ 50 кВт. В якості основного варіанту використовується хвилевідно-щілинна гостроспрямована фазована антенна решітка резонансного типу з електромеханічним приводом і можливістю налаштування необхідного стабільного амплітудно-фазового синфазного розподілу. У зв'язку з жорсткими габаритними обмеженнями в даній АР застосовується ступінчаста розстановка антенних модулів (рис. 1.3) через що виникає необхідність компенсації утворюючих фазових неузгодженостей на ділянках хвилевідного тракту і вільного простору для крайніх модулів. Ця проблема вирішується введенням настроювальних хвилеводних вставок по вузькій стінці хвилевідного тракту. З метою придушення бічних пелюсток ДС було використано спадаючі до країв амплітудне збудження антенних модулів чебишовського типу. Цей та інші типи АФР були запропоновані і розглянуті автором в [15].

					КПТР.2017003.01.07 ПЗ	Арк 15
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		

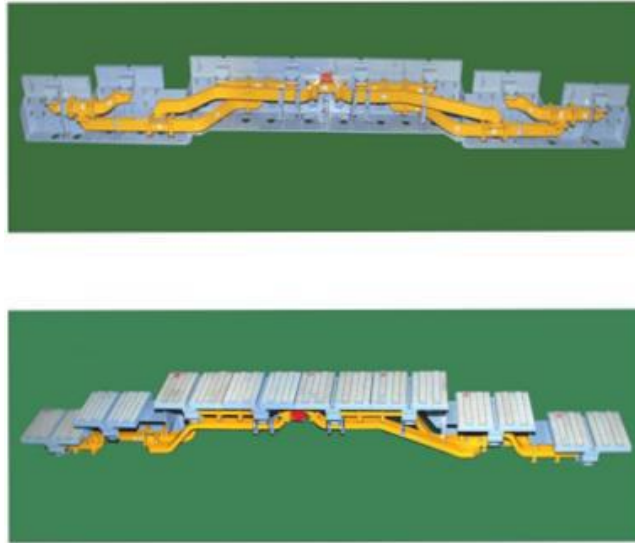


Рисунок 1.3 – Модель антенної решітки в зборі

Габаритна модель представлена на рисунках 1.5 і 1.6.

При вимірах радіотехнічних характеристик методом сканування амплітудно-фазового розподілу в ближній зоні отримані наступні параметри діаграми спрямованості: ширина по рівню половинної потужності на центральній частоті не перевищує 1° , а рівень перших бічних пелюсток не вище -13 дБ (рис. 1.4), що значно краще за показники з використанням рівномірного АФР на тому ж прикладі

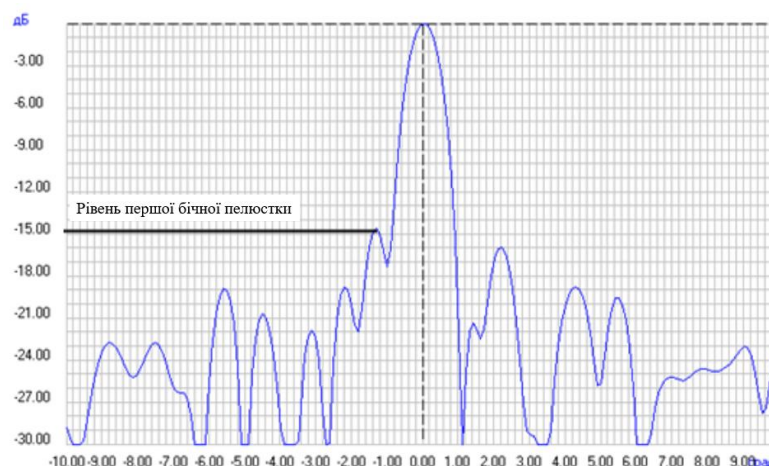


Рисунок 1.4 – Діаграма спрямованості антенної решітки на центральній частоті

Застосовується велика кількість відносно дешевих антен без рухомих частин, антени концентруються в станції, де відбувається первинна обробка інформації з використанням програмного забезпечення апертурного синтезу. Напрямок спостереження («промінь») задається за допомогою електроніки: змінюється затримка між антенами. LOFAR може виробляти спостереження в декількох напрямках одночасно. Планується, що в закінченому вигляді в LOFAR буде близько 10 000 антен.

Кластери (станції) розкидані по території діаметром понад 1000 км, щоб забезпечити високий дозвіл. В даний час в Нідерландах виділені кошти під першу фазу проекту: 36 станцій, що містять 6000 антен і покривають близько 100 км.

1.1.4 Радіоінтерферометр SKA

Радіоінтерферометр SKA буде працювати як адаптивна антенна решітка в широкому діапазоні частот, і його розміри дозволять досягти в 50 разів більшу чутливість, ніж у будь-якого іншого існуючого радіотелескопу (рис. 1.6). Проект SKA є результатом глобального співробітництва 20 країн, спрямованим на отримання відповідей на фундаментальні питання про походження і еволюцію Всесвіту.



Рисунок 1.6 – SKA в представленні художника

- використання гостроспрямованих антен і збільшення міжелементну відстань (виникнення дифракційних пелюсток великої інтенсивності, проблема неоднозначного визначення напрямку головної пелюстка ДС антенної решітки;

- доопрацювання теореми множення: підхід про точкове трактування антенних елементів несправедливий; пропонується інший алгоритм розрахунку сумарної ДС антени, що утворює протяжний розкривши еквідистантних антен;

Після аналізу наявні досягнення в антенною техніці [3], [10] і використовуючи теорії [1], [2] визначається мета роботи:

- перевірка теорії про становище часткового фазового центру антени з параболічним рефлектором;

- перевірка теорії про нееквідистантні ФАР (Придушення бічних пелюсток);

- розробка та обґрунтування методики проектування антенних решіток, що складаються з гостроспрямованих антен дзеркального типу, що утворюють протяжні антенні поля.

1.2 Висновки до розділу

В даному розділі наведено історичний і літературний огляд наявних розробок в області антенної техніки НВЧ діапазону.

Проведений огляд відомих аналогів антенних решіток наземного і літакового базування, в яких використаний принцип нееквідистантної структури розташування елементів.

					КПТР. 2017003.01.07 ПЗ	Арк 20
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		

2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС МЕТОДІВ РОЗРАХУНКУ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК

2.1 Введення в теорію фазованих антенних решіток і активних фазованих антенних решіток

Антенна, що забезпечує зв'язок з штучним супутником Землі повинна мати сфокусований промінь, що спрямований на об'єкт зв'язку. Але для того, щоб здійснювати стеження за об'єктом зв'язку за допомогою, наприклад, наземної антени, що представляє собою параболічний рефлектор близько десяти метрів, необхідно повертати всю цю габаритну систему. У таких випадках потрібно антена, у якій напрям променю не було б пов'язано з орієнтацією всієї антени як механічної конструкції. Цією системою і є антена з електронним скануванням, де здійснення огляду простору в заданому секторі кутів проводиться за допомогою немеханічного руху променя антени. Найбільш поширеним рішенням такого способу є фазовані антенні решітки з електронним скануванням, елементами якої можуть бути як найпростіші випромінювачі, так і самостійні антенні пристрої, такі як, наприклад, параболічні дзеркальні антени. Кола живлення таких випромінювачів організовані так, що хвиля, яка формується кожним елементом решітки, когерентна з випромінюванням всієї системи, в той час як фаза цих сигналів може змінюватися по необхідному закону (рис. 2.1).

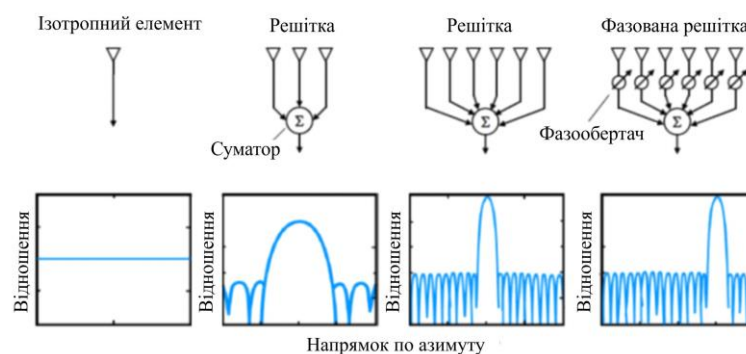


Рисунок 2.1 – Узагальнена схема ФАР

КПТР. 2017003.01.07 ПЗ				
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата
Розробив	Буднік І.Ю.	Карпова Л.В.	<i>[Signature]</i>	
Перевірив	Карпова Л.В.	Бойко Ю.М.	<i>[Signature]</i>	
Н. контр.	Бойко Ю.М.			
Затв.				
Дзеркальна антенна система з керованою діаграмою спрямованості				
Пояснювальна записка				
Літера		Аркуш	Аркушів	
		21		
ХНУ, гр. ТР-17-1				

Таким чином, керуючи фазою випромінюваної хвилі кожного окремого елемента і фазовим розподілом системи в цілому, можна формувати промінь антени в заданому напрямку (рис. 2.2).

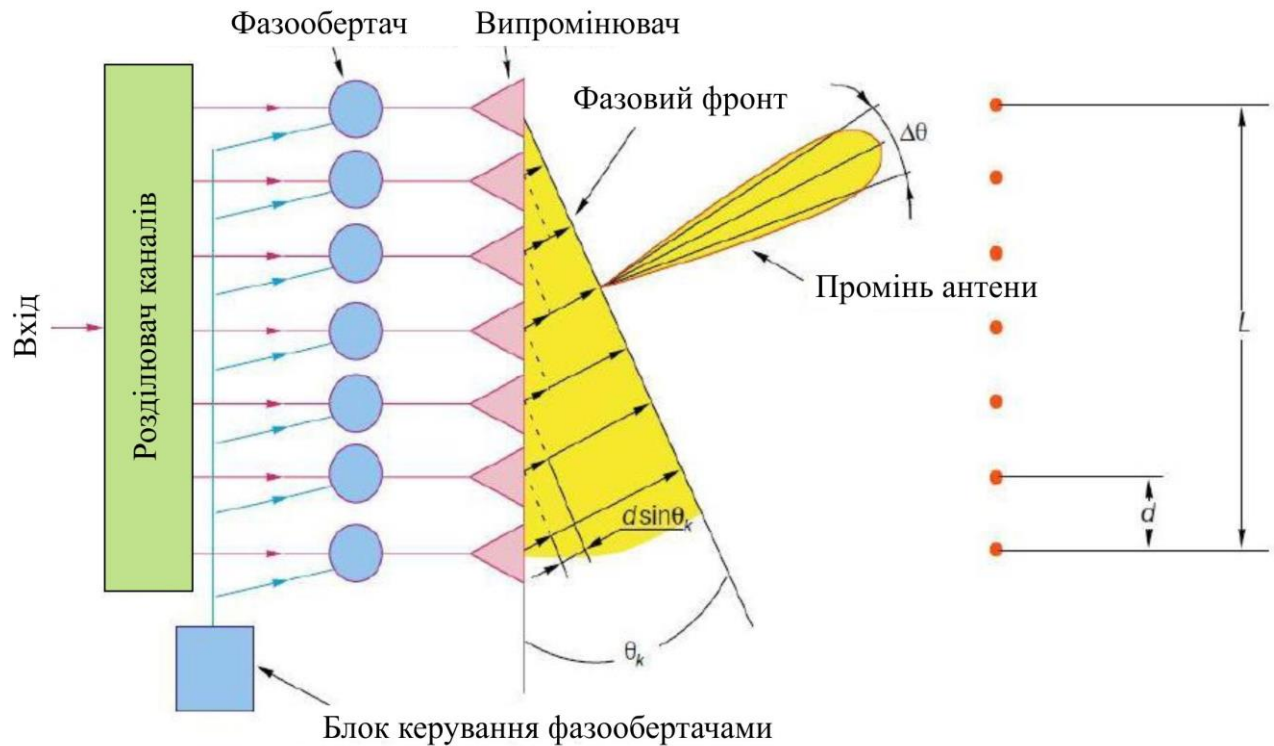


Рисунок 2.2 – Поняття фазового фронту

2.2 Метод теореми множення

У разі ФАР, що представляє собою набір параболічних антен дзеркального типу, рознесених в просторі на відстань в декілька довжин хвиль, теоретичний розрахунок амплітудних і фазових просторових характеристик можна проводити різними способами. Найбільш простим методом є теорема множення. Розташування ФАР є лінійку випромінювачів [1] – систему однакових випромінювачів, розташованих на прямій лінії так, що їх фокальні осі паралельні між собою і орієнтовані в напрямку нормалю до площин розкриву антен.

Теорема множення, яка використовується для аналізу електромагнітного поля, що формується набором окремих випромінювачів, що становлять антенну

решітку, широко застосовується в процесі проектування багатоелементних антенних систем. Це обумовлено властивостями лінійності рівнянь Максвелла, що описують електромагнітні поля окремих невзаємодіючих елементів однакової геометрії і однакової орієнтації їх в просторі в єдиній системі координат. Необхідна умова теореми множення полягає в можливості використання точкової концепції вистави геометрії випромінюючого елемента, якому відповідає своя векторна комплексна діаграма спрямованості в далекій зоні.

Згідно з теоремою множення [4] результуюча діаграма спрямованості (ДС) може бути представлена у вигляді:

$$\bar{f}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n \bar{F}_{el_n} e^{j\beta R_n \cos \alpha_n}, \quad (2.1)$$

або, при однакових ДС елементів АР:

$$\bar{f}(\theta, \varphi) = \bar{F}_{el} \left(\sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta R_n \cos \alpha_n} \right) = \bar{F}_{el}(\theta, \varphi) f_{\Sigma}(\theta, \varphi) \quad (2.2)$$

Однак, такий вираз справедливий при використанні точкової концепції представлення геометрії випромінюючого елемента. Якщо ж теорему множення використовувати для розрахунку ДС еквідистантною або плоскою ФАР з рознесеними в просторі гостроспрямованими елементами, то необхідно обчислювальні алгоритми пристосувати для змінилася геометрії системи і відмовитися від точкового трактування випромінюючих елементів антенної решітки (АР).

В цьому випадку окремих елемент всієї еквідистантної решітки АР представляється сумою парціальних підрешіток, що утворюють, в свою чергу, АР повного складу (рис. 2.3).

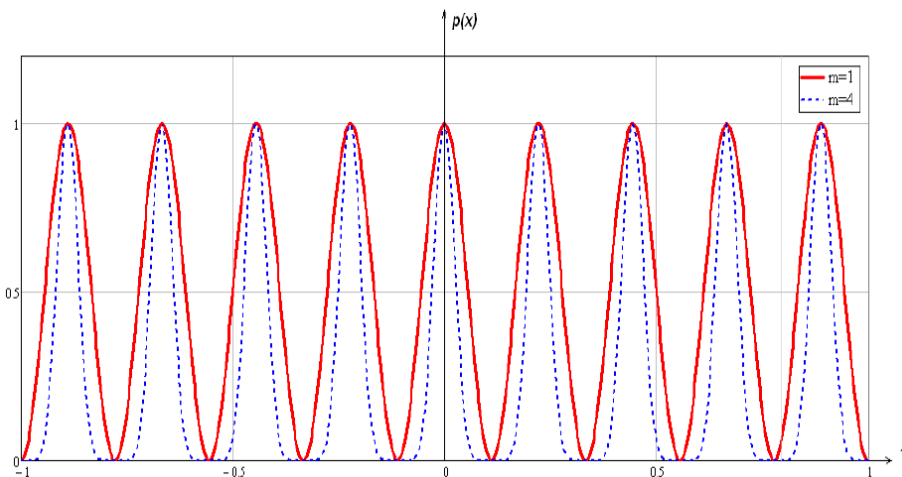


Рисунок 2.4 – Амплітудний розподіл поля вздовж лінійного нормованого розкриття для непарної кількості елементів

Головне значення використання таких законів амплітудного розподілу поля в межах всього (повного) антенного розкриття в тому, що з'являється можливість отримання аналітичного виразу для ДС всієї еквідистантної решітки зі збільшеними міжелементними відстанями.

У виразах (2.3) $N_{1,3}$ відповідає непарному числу елементів, N_2 , n -парним. Параметр апроксимації m визначає закон амплітудного розподілу поля по головній поляризаційній складовій в межах періодичної комірки і величину міжелементних відстаней в АР. Варіюючи ці параметри, можна аналізувати в широких межах різні еквідистантні АР зі збільшеними міжелементними відстанями і різною спрямованістю, що входять до складу АР гостроспрямованих антен.

Амплітудні розподіли (2.2) можна представити відомими виразами ступенів тригонометричних функцій через функції кратних аргументів (дуг), наведених в [1]:

$$\cos^{2m} \frac{N\pi}{2} x = \frac{1}{2^{2m}} \left\{ \sum_q^{m=1} \left(\frac{2m}{q} \right) \left[\exp(i(m-q)N\pi x) + \exp(-i(m-q)N\pi x) \right] + \left(\frac{2m}{m} \right) \right\}. \quad (2.4)$$

Підстановка цих формул в інтегральний вираз для ДС (2.4) дозволяє отримати точні формули для ДС в далекій зоні в разі синфазного або лінійного збудження $\Phi(x) = 0$; $\Phi(x) = \sin \theta_0$.

Інтегральний вираз для ДС в дальній зоні на нормованого розкритву:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \int_{-1}^1 e^{jklx \sin \theta} \cos^{2m} \left(\frac{N\pi}{2} x \right) dx \quad (2.5)$$

де x – відстань по осі x , де x належить $(-1,1)$, l – ширина розкриття елемента, N – число елементів в решітці.

У разі, коли ДС розраховується для реальної довжини розкриття, то (2.4) прийме наступний вигляд:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1}{2l} \int_{-l}^l e^{jklx \sin \theta} \cos^{2m}(kx) dx, \quad (2.6)$$

де x належить $(-1,1)$, згідно зі виразу (2.5) ДС антеною решітки матиме вигляд, показаний на рис. 2.5.

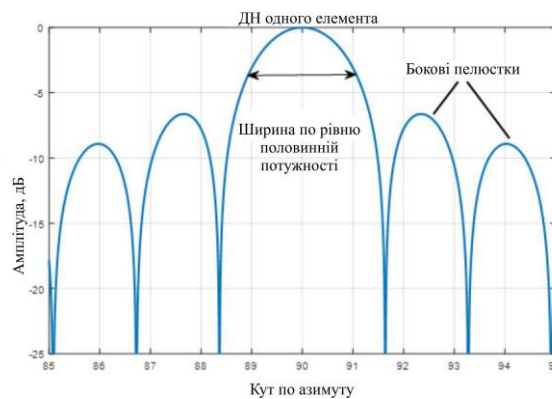


Рисунок 2.5 – Діаграма спрямованості

У більшості випадків практичного застосування антен з немеханічним рухом променя в системі випромінювачів має бути задано такий розподіл амплітуд і фаз струмів, який забезпечить максимально можливий для даної

системи коефіцієнт спрямованої дії. Найчастіше буває дуже важливо зменшити рівень бічних пелюсток.

Поява бічних пелюсток, що мають різний вигляд, пояснюється двома явищами. Перший вид – це апертурні бічні пелюстки, що характерні лінійкам з безперервною функцією амплітудного розподілу і заданою фазою токового розподілу. При рівномірному амплітудному розподілі в випромінювачі рівень бічного випромінювання досягає 21% від головного максимуму (рис. 2.6). Другий вид – бічні, так звані, дифракційні пелюстки, що виникають в тих напрямках, де різниця ходу променів від окремих зон розкриття кратна цілому числу довжин хвиль (рис. 2.7). Амплітуди таких бічних пелюсток можуть досягати амплітуди головного максимуму. Природа бічних максимумів дифракційної решітки така, що інтенсивність зростає в тих напрямках, де різниця ходу від різних елементів системи кратна цілому числу хвиль. Щодо пелюсток цього виду можна сказати, що відомі методи зменшення їх рівня в рівній мірі застосовні до лінійок як з керованою, так і з некерованою фазою струмів.

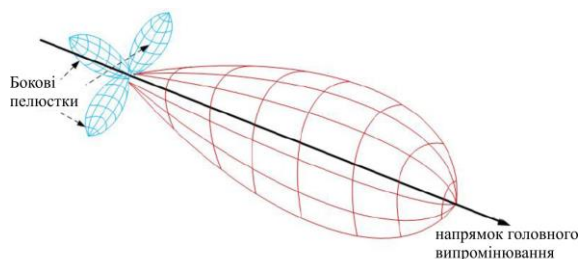


Рисунок 2.6 – Об'ємна діаграма спрямованості антени

При побудові ФАР і виборі відстані між елементами решітки, слід керуватися наступними принципами: при $d \geq \lambda/2$ (d – відстань між випромінювачами, λ – довжина електромагнітної хвилі) амплітудний розподіл, оптимальний щодо рівня бічного випромінювання, не залежить від зсуву фаз струмів в випромінювачі через зменшення взаємного впливу елементів. При $d \leq \lambda/2$ потрібні спеціальні амплітудні розподіли, які будуть різні при різних положеннях променя.

Один з методів зменшення рівня дифракційних максимумів це розташування випромінювачів на нерівних відстанях один від одного. Його застосування призводить до створення нееквідистантних лінійок випромінювачів. Якщо говорити тільки про лінійки з незмінною відстанню між елементами, то придушення дифракційних максимумів – це основне питання, різні шляхи вирішення якого і визначають специфіку побудови лінійок випромінювачів з немеханічним рухом променя. У зв'язку з цим при аналізі лінійок випромінювачів основна увага буде приділена способам придушення дифракційних максимумів. При цьому вирішальну роль відіграє діаграма спрямованості окремого випромінювача і величина міжелементних відстаней.

Відповідно до теореми множення повна ДС антенною решітки є добуток ДС одного елемента на множник спрямованості решітки. Якщо один елемент має незначне випромінювання в напрямку побічного максимуму решітки, то останній виявиться пригніченим. При синфазній рівноамплітудній антені решітці з N елементів з кроком d , що складається з однакових ідеальних випромінювачів довжини l , ДС визначається наступним виразом [1]:

$$f(\theta) = f_{el}(\theta) f_{\Sigma}(\theta) = \left| \frac{\sin(0,5\beta l \cos \theta)}{0,5\beta l \cos \theta} \frac{\sin(0,5N\beta \cos \theta)}{N \sin(0,5\beta d \cos \theta)} \right| \quad (2.7)$$

Введемо узагальнену кутову змінну $\Psi(\theta) = 0,5N\beta d \cos \theta$. Тоді $0,5\beta l \cos \theta = l\Psi(\theta)/(Nd)$ і ДС решітки набирає вигляду:

$$f(\Psi) = \left| \frac{\sin[l\Psi/(Nd)]}{l\Psi/(Nd)} \frac{\sin \Psi}{N \sin(\Psi/N)} \right|. \quad (2.8)$$

Застосування спрямованих елементів обмежує сектор сканування лінійної антенної решітки. У випадку, зображеному на рисунку 1.5, спроба сканування шляхом введення фазових зсувів між сусідніми випромінювачами призводить до

зміщення графіка $f_{\Sigma}(\Psi)$ щодо графіка $f_{ел}(\Psi)$, що викликає зниження головного максимуму і зростання побічної головної пелюстки з боку, протилежного напрямку відхилення променя.

Виникнення побічних головних максимумів в розріджених еквідистантних решітках пояснюється тим, що синфазне складання випромінюваних коливань від будь-якої пари сусідніх елементів можливо для ряду напрямків θ_M . В якому сума просторової різниці ходу $\beta d \cos \theta$ і фазового зсуву між сусідніми випромінювачами дорівнює нулю або кратна цілому числу 2π , тобто $\beta d \cos \theta_M - \Delta\Phi = 2\pi M, M = 0$

Таким чином, потрібно компенсувати вторгнення фаз різних елементів еквідистантної антенної решітки шляхом зведення відстані, що проходить хвилею від випромінювача до приймального пристрою, до єдиного значення для кожного окремого елемента.

2.3 Методи розрахунку нееквідистантних фазованих антенних решіток

При розробці антенних решіток великого розміру з гостроспрямованими елементами виникають складнощі, пов'язані з наявністю ряду невирішених проблем теоретичного характеру. До них, зокрема, належать питання зниження РБП, особливо при використанні так званих нееквідистантних решіток, зі зруйнованою періодичною структурою, тобто решіток з неоднаковими відстанями між елементами.

Переваги нееквідистантних ФАР (НФАР) перед еквідистантними відомі давно і полягають в наступному:

- через неперіодичний закон розташування елементів значно знижується ймовірність виникнення побічних бічних пелюсток великої інтенсивності, які називаються дифракційними в секторі сканування;
- збільшуються широкосмугові властивості антеною решітки,

- з'являється можливість скорочення числа антенних елементів, в розкритті при збереженні ширини діаграми, спрямованості (але в цьому випадку знижується коефіцієнт підсилення)

До числа недоліків НФАР відносяться:

- в більшості випадків зберігається ненульова ймовірність виникнення дифракційних пелюсток великої інтенсивності;

- ускладнення конструкції НФАР;

- зниження КП.

При нееквідистантному розміщенні елементів усувається періодичність множника решітки (щодо узагальненої кутової координати), завдяки чому ліквідуються (або значно зменшуються за величиною) головні дифракційні максимуми вищих порядків. Однак в НФАР знижується сектора огляду (використовуються гостроспрямовані елементи).

Дослідження нееквідистантних решіток проводиться методами рішення як прямих, так і зворотних задач. У першому випадку розраховуються діаграми спрямованості для різних заздалегідь заданих законів розподілу випромінювачів в решітці, а також амплітуд і фаз їх порушення. При вирішенні оберненої задачі знаходять оптимальне (або квазіоптимальне) розміщення елементів з урахуванням деяких заданих умов.

Більшість опублікованих робіт присвячено поперечно випромінюючим нееквідистантним антенним решіткам з рівномірним амплітудно-фазовим розподілом і ізотропними антенними елементами. Відомо, що застосування в нееквідистантних решітках спадаючих до країв амплітудних розподілів дозволяє зменшити рівні апертурних бічних пелюсток, але при збільшенні міжелементних відстаней зростає небезпека появи дифракційних пелюсток. Методи синтезу та аналізу нееквідистантних решіток можуть бути розбиті на наступні основні групи [1]:

а) методи спроб, до яких примикають методи послідовних наближень, що використовують можливості машинної обчислювальної техніки;

									КПТР.2017003.01.07 ПЗ	Арк
										30
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата						

б) методи, які використовують апроксимацію множника решітки рядами і зведення нееквідистантної решітки до еквівалентної (еквідистантної);

в) методи, що зіставляють розподіл щільності розміщення елементів в нееквідистантній решітці з амплітудними розподілами уздовж деякого безперервного випромінювача. Вони, в свою чергу, поділяються на детерміновані і статистичні.

Спільними припущеннями для більшості перерахованих методів є:

- найчастіше елементи решітки являють собою ізотропні випромінювачі;
- фазовий розподіл уздовж решітки лінійний, а амплітудний симетричний щодо центру решітки;
- відсутній ефект взаємного зв'язку між елементами.

Відомі методи розрахунку нееквідистантних решіток є наближеними і, як правило, мають обмежене застосування через використання різних припущень. Аналіз, проведений на основі чисельних розрахунків за допомогою машинної техніки, громіздкий і не дає повного уявлення про можливості нееквідистантних решіток. Деяко скорочуються витрати машинного часу при використанні методу динамічного програмування. При відносно великій кількості випромінювачів використання статистичного методу аналізу дозволяє оцінити «середні» закономірності поведінки діаграми спрямованості нееквідистантної решітки з випадково розташованими елементами. Існуючі в літературі матеріали у вигляді графіків і номограм дозволяють виробляти інженерний розрахунок нееквідистантних решіток для скорочення числа випромінювачів при збереженні заданої ширини основної пелюстки і рівня ближніх бічних пелюсток.

Число елементів залежить, головним чином, від необхідних значень коефіцієнта спрямованої дії, заданого сектора огляду, роздільної здатності НФАР і допустимого рівня зниження коефіцієнта спрямованої дії в загальному випадку менше, ніж при еквідистантним розміщенні випромінювачів. КП при довільному розташуванні випромінюючих елементів знижується так само, як і при збільшенні міжелементних відстані, що обмежує застосування таких решіток.

Ширина діаграми спрямованості нееквідистантних решіток залежить в основному від загального розміру розкриття антени, вираженого в довжинах хвиль, і в меншій мірі від характеру розташування випромінювачів. Важливою властивістю нееквідистантних решіток з довільним розміщенням елементів є можливість збільшення роздільної здатності і діапазон при розташуванні заданого числа випромінювачів в межах більшого розкриття. Аперіодичний характер множника нееквідистантних решіток дозволяє використовувати їх для колювання променя в межах інтервалу реальних кутів в широкому діапазоні хвиль, тільки при ізотропних випромінювачів. Однак, кількісні оцінки недостатні, потребують уточнення і повинні проводитися з урахуванням спрямованості окремих елементів. Майже зовсім не розроблена теорія нееквідистантних решіток на криволінійних поверхнях і питання оптимального розташування випромінювачів з урахуванням їх взаємного впливу.

Отже, існує декілька методів для визначення розташування елементів решітки.

Наприклад, **метод спроб**. Цей метод застосовується в основному для решіток з невеликим числом елементів. Вибирається кілька законів розміщення елементів, які, ймовірно, можуть забезпечити необхідну діаграму спрямованості. Розраховуються відповідні їм діаграми спрямованості, в результаті порівняння яких вибирається підходяща решітка

$$A = 20 \lg \left(\frac{c + 2 \sum_{k=1}^n \cos(2\pi Z \frac{d_k}{\lambda})}{2n + c} \right). \quad (2.9)$$

де $2n + c$ – число елементів решітки ($c = 1$ при непарному числі елементів і $c = 0$ при парному); відстань від центру решітки до k -го елемента, виражене в

довжинах хвиль; $Z = \left(\frac{d_k}{\lambda} \right)_{\min(\sin \theta - \sin \theta_0)}$; θ – кут спостереження, відлічуваний від

нормалі до лінії решітки; θ_0 – напрямок максимуму випромінювання.

Логарифмічний закон. Решітка містить 15 елементів, розташованих по закону $1 - \lg(10 - K)$. K – номер, відлічуваний від центру. Міжелементні відстані при цьому монотонно зростають від центру решітки.

Для значень Z аж до 1,82 рівень бічних пелюсток не перевищують -5дб. Це означає, що така решітка може забезпечити коливання променя на $\pm 55^\circ$ і працювати в діапазоні частот з перекриттям 2: 1 при рівні бічних пелюсток не вище -5дб. Довільна зміна послідовності міжелементних відстаней, використаних при розрахунку цієї решітки, наприклад (2,1; 1,3; 1,7; 1,1; 1,0; 2,7) λ , дає нову решітку, в діаграмі спрямованості якої рівень бічних пелюсток лише незначно перевищує рівень бічних пелюсток в першому множителі.

Закон простих чисел. В решітці, міжелементні відстані якої пропорційні послідовності взаємно простих чисел, збільшення цих відстаней в міру віддалення від центру відбувається не так швидко, як в решітці, побудованої за логарифмічним законом; рівень бічних пелюсток в інтервалі $Z < 0,6$ низький, але при збільшенні Z різко зростає.

Закон арифметичної прогресії. У множителі решітки, міжелементні відстані якої утворюють арифметичну прогресію з різницею $\frac{1}{7}\lambda$ і початковою відстанню 1λ , рівень всіх бічних пелюсток не перевищує -7дб, за винятком рівня однієї пелюстки -5,8дб при $Z = 0,61$.

Закон, що усуває відстані, кратні $1/2^\lambda$. Відстані між елементами обрані некратними $1/2^\lambda$, так що в множителі решітки відсутні головні дифракційні максимуми вищих порядків. Решітка довжиною $19,8\lambda$ має на 4 елементи менше, ніж еквідистантна решітка такої ж довжини. Для $Z < 1,9$ рівень бічних пелюсток

не перевищує 5,8 дБ, що дозволяє виробляти коливання променя в секторі $\pm 64^\circ$ і працювати в діапазоні частот з дворазовим перекриттям.

Схема з рівномірним розподілом аргументів косинусів. З аналізу виразу для множника решітки випливає, що середнє значення суми з n членів, що містять косинуси, буде прагнути до нуля, якщо нецілочисельне значення $Z \frac{d_k}{\lambda}$ рівномірно розташовані в проміжку від 0 до 1 (цілі значення $Z \frac{d_k}{\lambda}$ в аргументі косинуса можуть бути опущені). Отже, рівень бічних пелюсток в інтервалі $0,05 < Z < 2$ може бути зведений до мінімуму при виборі таких міжелементних відстаней, що для них при всіх Z від 0,05 до 2 величини $Z -$ будуть рівномірно розташовані в проміжку від 0 до 1. Решітка, побудована за таким принципом, має лише 21 елемент (в еквідистантній решітці такого розміру 40 елементів) і забезпечує коливання променя в 90-градусному секторі в діапазоні частот з перекриттям 2:1 при рівні бічних пелюсток не вище -5дб.

Систематизованого розрахункового матеріалу по нееквідистантним решіткам з різними законами розміщення елементів немає. Наведені вище дані, отримані для деяких можливих послідовностей елементів, дозволяють зробити висновок, що ширина діаграми спрямованості відповідає відношенню довжини хвилі до розміру розкриву $\Delta_\theta \sim \frac{\lambda}{2l}$. Важливим фактором є скорочення числа елементів в лінійному розкриваючи НФАР в порівнянні з еквідистантним АР. Наприклад, міжелементних відстань, а еквідистантна АР, $\sim 0,7(0.6)\lambda$, а розмір елемента в НФАР $\sim (10 \div 20)\lambda$ В останньому випадку число елементів знижується в 15...30 раз. Однак недоліком є зменшення сектора сканування.

2.4 Теорія про частковий фазовий центр антени

Теоретичне обґрунтування та опис практичного застосування оригінального методу розрахунку координат фазового центру (центру випромінювання) антен на прикладі решітки з параболічних дзеркальних

елементів. Метод заснований на визначенні координат центрів кривизни фазового фронту хвилі, в залежності від кута повороту випромінювача антени, і приведення координат всіх знайдених центрів кривизни до єдиної системи координат, прив'язаної до осі обертання антени.

При застосуванні випромінювачів електромагнітних хвиль в різних системах (антенні решітки (АР), дзеркальні антени) важливо мати інформацію про реальні координати їх фазового центру (ФЦ) або центру випромінювання. Зважаючи на різноманітності конструкцій антен необхідно розробити зручну для практичного використання методику визначення координат ФЦ, результат застосування якої не залежить від типу антени.

У більшості випадків антени не мають ФЦ [5]. Це пояснюється тим, що поверхні рівних фаз не є сферами. Однак в більшості випадків практично важливо проаналізувати фазову діаграму спрямованості в будь-якому обмеженому секторі (наприклад, в межах головної пелюстки). У більшості випадків в такому обмеженому тілесному куті поверхні рівних фаз будуть близько відповідати поверхням сфер [17].

В цьому випадку слід говорити про частковий фазовий центр, тобто центр кривизни поверхні рівних фаз в напрямку, заданому кутами θ (азимут) і α (кут місця). Центр кривизни поверхні – точка математично визначена; вона являє собою центр сфери, що збігається з поверхнею рівних фаз в точці, визначеній напрямком, заданим кутами θ і α .

З практичної точки зору є інтерес знайти формули, що дозволяють визначати центр кривизни плоскої лінії рівних фаз, отриманої шляхом перетину поверхні рівних фаз заданої площиною.

Лінія рівних фаз описується рівнянням [5]:

$$\rho(\theta) = r + \frac{1}{k} \psi(\theta), \quad (2.10)$$

при фіксованому α , де r – відстань від точки перетину осі симетрії антени і осі її обертання до фазового центру вимірювальної антени (при цьому передбачається, що фазовий центр вимірювальної антени розташований на осі симетрії розглянутої антени, тобто обидві антени знаходяться на одній висоті відносно горизонтальної поверхні підлоги); $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число; $\psi(\theta)$ – залежність вимірюваних значень фаз електромагнітного поля від кута повороту досліджуваної антени навколо осі обертання.

Координати центру кривизни лінії рівних фаз в напрямку θ знаходяться виходячи з відомих формул для радіуса кривизни і центру кривизни кривої, заданої в полярній системі координат. На рисунку 2.8 приведена ілюстрація зв'язку даних параметрів

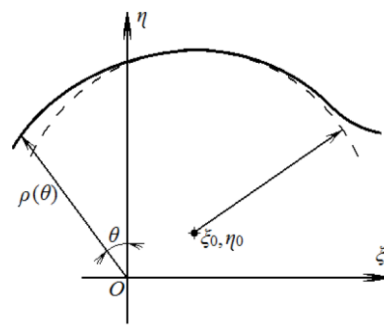


Рисунок 2.8 – До пояснення поняття часткового фазового центру

З огляду на те, що $r \gg (1/k)\psi(\theta)$ і нехтуючи малими величинами, можна отримати:

$$\xi_0(\theta) = \frac{1}{k} [\cos \theta \psi'(\theta) - \sin \theta \psi''(\theta)];$$

$$\eta_0(\theta) = \frac{1}{k} [\sin \theta \psi'(\theta) + \cos \theta \psi''(\theta)]. \quad (1.11)$$

Дані формули дозволяють знайти координати часткового фазового центру (або, в загальному випадку, еволюти, тобто геометричне місце центрів кривизни)

одновимірної фазової діаграми спрямованості через похідні від функції, яка описує цю діаграму. У загальному випадку розташування точки фазового центру не збігається з місцем перетину осі симетрії антени і осі її обертання, а еволюти представляють собою траєкторії переміщення точки фазового центру досліджуваної антени при її повороті навколо осі обертання (рис. 2.9). Якщо фазові вимірювання проводити на дискретних (0° , 45° , 90° , 135° і т.д.) кутах повороту антени навколо її осі симетрії, то кожне одиничне вимірювання визначатиме фазовий центр з точністю до координат точки на площині, через яку перпендикулярно проходить пряма, паралельна осі обертання антени і складова відповідний кут (0° , 45° , 90° , 135° і т.д.) з площиною відліку, що проходить через вісь симетрії антени.

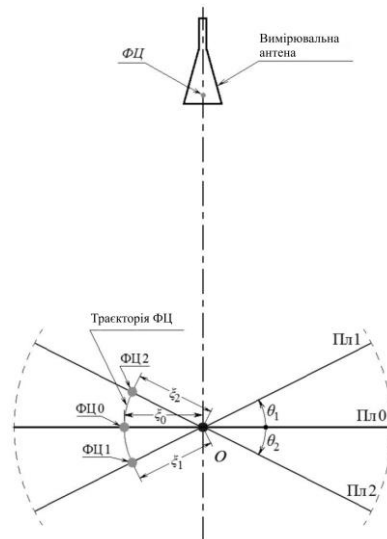


Рисунок 2.9 – Схема проведення вимірювань

В рамках даної роботи за допомогою векторного аналізатора кола були проведені вимірювання фазових діаграм спрямованості елемента антеною решітки, що представляє собою параболічну дзеркальну антену. На рисунку 2.9 спрощено показана схема проведення вимірювань значень фаз. Лінія, позначена на рисунку 2.9 «Пл 0», являє собою перетин екранної площині досліджуваної антеною решітки площиною, перпендикулярній осі обертання (вісь обертання проходить через точку «О» перпендикулярно площині рисунка). При цьому антенна решітка знаходиться в початковому положенні – кут повороту навколо

						КПТР. 2017003.01.07 ПЗ	Арк 37
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата			

осі обертання дорівнює 0° . Лінії, позначені «Пл 1» і «Пл 2», являють собою перетину екранної площині досліджуваної антеною решітки, поверненою щодо осі обертання на кути $\theta_1 = -25^\circ$ і $\theta_1 = 25^\circ$ відповідно.

Передбачається, що точка фазового центру антеною решітки в початковому положенні («ФЦ 0») визначається значенням поперечного зміщення ξ_0 і нульовим значенням поздовжнім зміщенням. В процесі повороту антеною решітки до положень «Пл 1» і «Пл 2» переміщається і точка фазового центру, прив'язана до площини антеною решітки (до точок «ФЦ 1» і «ФЦ 2», які визначаються значеннями поперечного зміщення ξ_1 і ξ_2 відповідно) по траєкторії, позначеної на рисунку 2.9 як «Траєкторія ФЦ». У загальному випадку дана траєкторія не є дугою кола з центром в точці «О», так як для різних кутів повороту антеною решітки навколо осі обертання положення точки часткового фазового центру може змінитися. Тобто, в загальному випадку, $\xi_0 \neq \xi_1 \neq \xi_2$ і координати точок фазового центру необхідно визначати для кожного кута повороту антеною решітки окремо.

На рисунку 2.10 представлені результати вимірювань значень набігу фази електромагнітної хвилі від ФЦ до вимірювальної антени при положеннях осі досліджуваної антени: 0° , 45° , 90° і 135° на прикладі параболічної антени, розглянутої в [5].

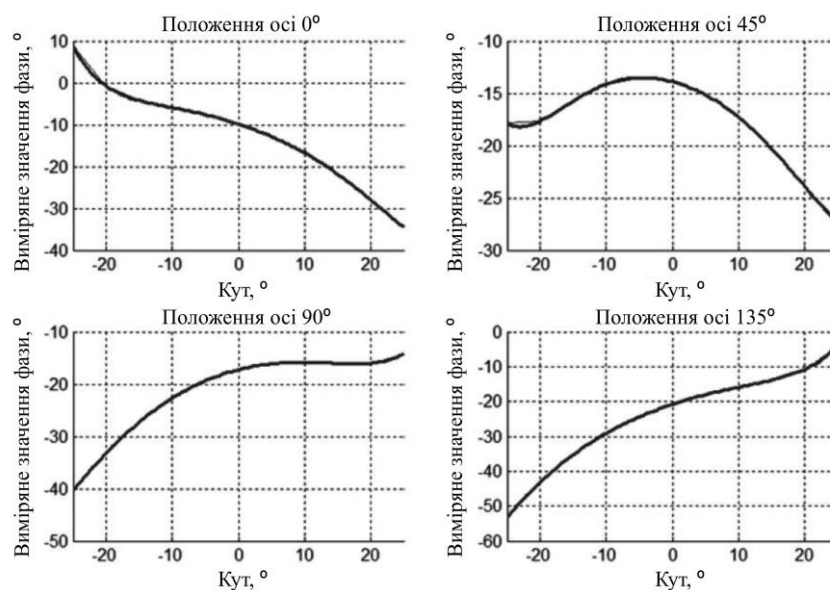


Рисунок 2.10 – Виміряні значення набігу фази

На рисунку 2.11 представлені побудовані описаним вище способом еволюти (траєкторії часткового фазового центру)

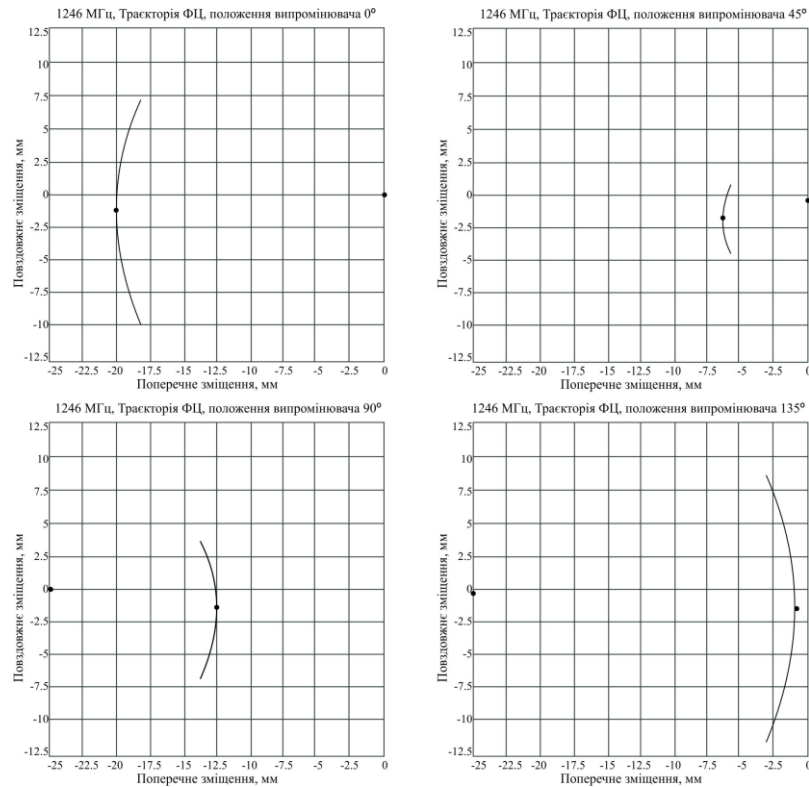


Рисунок 2.11 – Траєкторії часткових фазових центрів

При визначенні значень ξ_0 і η_0 необхідно враховувати, що координати часткових фазових центрів для кутів повороту антеною решітки, відмінних від нуля, слід відносити не до вихідної системи координат (рис. 2.12), а до системи, поверненою на відповідний кут разом з площиною решітки.

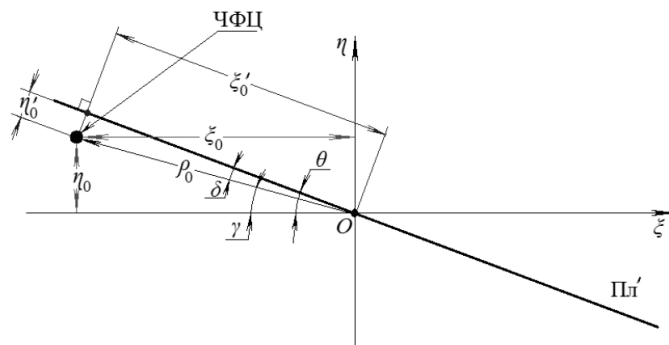


Рисунок 2.12 – Визначення положення часткового ФЦ в локальній системі координат

З огляду на залежність поздовжньої η і поперечної ξ складових зміщення часткового ФЦ від кута повороту θ антени навколо осі обертання, координати визначаються в площині перетину, перпендикулярній осі обертання антени на опорно-поворотному пристрої. Для визначення координат центру випромінювання антени в цілому слід провести розрахунки координат в декількох площинах, що проходять через вісь симетрії антени (штрихпунктирна лінія на рис. 2.8). Шукане положення центру випромінювання буде отримано в результаті об'єднання знайдених рішень.

2.5 Метод апертурних ортогональних поліномів

Даний алгоритм необхідний для визначення конструктивних параметрів елементів антени, які забезпечать максимальне зниження бічних пелюсток ДС в заданому інтервалі, при мінімальному зниженні коефіцієнта підсилення (КП) антени.

Основним етапом даного алгоритму буде процедура знаходження апертурних ортогональних поліномів. Для інформативності розрахунку фізичній розкрити антени, що виражається в метрах, нормується і має межі від -1 до 1. Ця процедура необхідна на початковому етапі розрахункової частини проекту тому, що подальші розрахункові дії будуть нерозривно пов'язані з використанням наступного способу представлення ДС для антен з нормованим плоским лінійним розкритом з довільним амплітудним розподілом в розглянутому нами випадку одновимірного подання:

$$f(\theta) = 0,5 \cdot \int_{-1}^1 \rho(x) \cdot e^{iklu(\theta)x} \cdot e^{skl\Phi(x)} dx, \quad (2.12)$$

де $x \in (-1, 1)$, l – розмір піврозкриття апертури, $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число, $u(\theta) = \sin(\theta)$ – направляючий синус хвильового фронту, $\Phi(x)$ – нелінійна частина фазового розподілу, $\rho(x)$ – амплітудний розподіл, однозначно задається на початковій стадії обчислень, в тому числі дискретним.

						КПТР.2017003.01.07 ПЗ	Арк 40
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата			

Після визначення цього набору необхідно провести нормування ортогональних функцій $\{V_n\}$

$$V_n = x^n - \sum_{i=0}^{n-1} P_{i-1}(x) \cdot \int_{-1}^1 x^i \cdot P_{i-1}(x) \cdot \rho(x) dx. \quad (2.17)$$

При цьому на першому етапі – обчислення полінома порядку $n=0$ функція V_0 має значення одиниці, що видно з попередньої формули.

Потім необхідно визначити норму функції V_n :

$$\|V_n\| = \sqrt{\int_{-1}^1 V_n^2 \cdot \rho(x) dx}. \quad (2.18)$$

Після визначення норм функцій V_n можна знайти всю послідовність ортонормованих поліномів розкриття аж до n :

При цьому правильність знаходження поліномів необхідно перевірити, скориставшись умовою ортогональності, підставляючи у вирази (2.15), (2.16) P_n замість φ_n

$$P_n = \frac{V_n}{\|V_n\|}. \quad (2.19)$$

Задаючи кількісно параметр функції – амплітудного розподілу $\rho(x)$ – α в результаті символьного обчислення P_n (параметром символьного обчислення служить коефіцієнт α) ми маємо можливість моделювати різні варіанти симетрично спадаючого до країв амплітудного розподілу в розкритті антени або будь-яких функцій, що належать L_2 .

Після того, як були визначені апертурні ортогональні поліноми за допомогою методики Грамма-Шмідта, доцільно приступити до знаходження коефіцієнтів Фур'є – C_n для представлення функції фазового розподілу $\Phi(x)$ у вигляді відрізка.

										КПТР.2017003.01.07 ПЗ	Арк
											42
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата							

Другий множник у виразі для ДС $f(\theta)$ (2.12) являє собою досить серйозну перешкоду для обчислень, вироблених на ЕОМ, оскільки він включає в себе досить громіздкі уявлення поліномів P_n вищих порядків. Щоб обійти труднощі, пов'язані з обмеженими можливостями ЕОМ, допустимо скористатися припущенням про малість фазових спотворень настільки, що експонентний множник замінюється відрізком ряду Фур'є, оскільки $\lim_{n \rightarrow \infty} P_n \rightarrow 0$:

$$e^{ikl \cdot \sum_{n=2}^M C_n \cdot P_n(x)} \cong \left(1 + i \cdot k \cdot l \cdot \sum_{n=2}^M C_n \cdot P_n(x) \right). \quad (2.20)$$

Тут ми скористалися розкладанням експоненціального множника в ряд Тейлора зі збереженням лише першого (лінійного) члена цього розкладання. З огляду на це ДС приймає наступний вигляд:

$$f(\theta) = 0,5 \cdot \int_{-1}^1 e^{iklux} \cdot \left(1 + i \cdot k \cdot l \cdot \sum_{n=2}^M C_n \cdot P_n(x) \right) \cdot \rho(x) dx. \quad (2.21)$$

Для існування фазового центру антени необхідно, щоб виконувалися наступні дві умови: $\rho(x) = \rho(-x)$; $C_{2n} = 0$; для $\forall n$.

З урахуванням цих умов вираз для ДС перетвориться до виду:

$$f(\theta) = 0,5 \cdot \int_{-1}^1 e^{iklux} \cdot \left(1 + i \cdot k \cdot l \cdot \sum_{n=1}^M C_{2n+1} \cdot P_{2n+1}(x) \right) \cdot \rho(x) dx. \quad (2.22)$$

Провівши таке спрощення ми, на жаль, кілька втрачаємо в точності обчислень, тому в подальшому буде застосований метод Ньютона для підвищення точності розрахунку.

Подальший процес визначення коефіцієнтів Фур'є можна побудувати, спираючись на систему алгебраїчних лінійних рівнянь, що отримується шляхом

лінеаризації цільового функціоналу з використанням вищеописаної процедури заміни експоненціального множника відрізком ряду Фур'є [13].

Знаючи амплітудне розподіл $\rho(x)$, можна записати відповідно до розкладанням за поліномами Лежандра P_n

$$1 - \alpha \cdot x^2 = b_0 \cdot p_0(x) + b_1 \cdot p_1(x) + b_2 \cdot p_2(x). \quad (2.23)$$

Цей вираз можна представити у вигляді системи рівнянь, сума яких і буде їм бути:

$$\begin{aligned} b_0 \cdot p_0(x) &= 1; \\ b_1 \cdot p_1(x) &= 0; \\ b_2 \cdot p_2(x) &= -\alpha \cdot x^2. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Звідси легко визначаються шукані коефіцієнти b_r .

2.6 Висновки до розділу

В даному розділі проведено аналіз відомих законів, за якими будуються нееквідистантні АР, в результаті чого був вибраний оптимальний для завдання, досліджуваної в даній роботі, закон простих чисел.

Введено поняття часткового фазового центру, розглянуто теоретичні питання знаходження ФЦ [13], [16], що дозволяють враховувати протяжний розкрит параболічного дзеркального елемента при розрахунку антенної решітки.

Оскільки багато параметрів визначені технічним завданням, пропонується провести розробку восьмиелементної антенної решітки з параболічними дзеркальними елементами, використовуючи як теорему множення, так і моделювання в програмних пакетах, які використовують метод фізичної оптики.

3 МОДЕЛЮВАННЯ ТА РОЗРАХУНОК ДЗЕРКАЛЬНИХ ПАРАБОЛІЧНИХ АНТЕН ЗА ДОПОМОГОЮ СУЧАСНИХ САПР НВЧ

3.1 Принцип побудови дзеркальних антен

У системах ширококугової передачі сигналів антена виконує одну з найважливіших функцій. Параболічні антени є одним з найбільш поширених типів антен, використовуваних в сучасних радіотехнічних системах різного призначення [1]. Найбільшого поширення набули антени з дзеркалами у вигляді параболоїда обертання, усіченого параболоїда, параболічного циліндра і вирізки з параболоїда обертання. Таке широке поширення цих антен пояснюється можливістю формування найрізноманітніших діаграм спрямованості при відносній простоті конструкції, досить високому ККД та малій шумовій температурі.

Параболічна антена складається з двох елементів. Перший – металеве дзеркало, утворене криволінійною параболічною поверхнею 2-ого порядку (рис. 3.1), виконаного за законом параболі:

$$Z = \frac{1}{4F}(x^2 + y^2), \quad (3.1)$$

де x, y, z – осі в декартовій системі координат, F – фокусний центр параболічної антени.

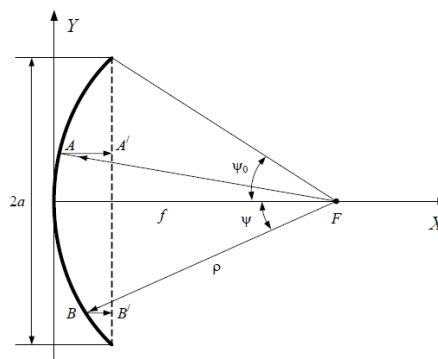


Рисунок 3.1 – Схема параболічної антени

					КПТР. 2017003.01.07 ПЗ					
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата	Дзеркальна антенна система з керованою діаграмою спрямованості Пояснювальна записка					
Розробив	Буднік І.Ю.							Літера	Аркуш	Аркушів
Перевірив	Карпова Л.В.								45	
Н. контр.	Бойко Ю.М.							ХНУ, гр. ТР-17-1		
Затв.										

Другим елементом є випромінювач, який знаходиться у фокусі дзеркала, бути яким може практично будь-який слабонаправлений випромінювач, що задовольняє вимогам, які будуть наведені далі.

Принцип роботи антени заснований на тому, що сума відстаней до фокусу F до дзеркала і від дзеркала до апертури є постійною величиною, отже, якщо у фокусі розташоване джерело сферичної хвилі, то після відбиття від дзеркала хвиля перетвориться в плоску, а випромінює розкривши антени збуджується синфазно.

У розрахунках і експериментальному дослідженні в якості дзеркального елемента буде обраний параболоїд обертання з відомою фокусною відстанню, за допомогою якої можна отримати діаграму спрямованості, у якій ширина головної пелюстки за рівнем половинної потужності дорівнює в Е- і Н-площинах (при використанні випромінювача як рупора), і яка характеризується високим ступенем спрямованості і великим коефіцієнтом підсилення. При цьому випромінювач антени повинен мати ДС у вигляді тіла обертання і з можливістю з'єднання з фідерним трактом.

Випромінювач є найважливішим елементом дзеркальної антени, в значній мірі визначає її характеристики. Випромінювач повинен відповідати таким вимогам:

1. Діаграма спрямованості повинна забезпечувати необхідне амплітудний розподіл поля на випромінюють розкриві дзеркала.
2. Випромінювач повинен мати фазовий центр, поєднаний з фокусом дзеркала.
3. Робоча смуга частот повинна відповідати заданій.
4. Електрична міцність випромінювача повинна бути достатньою для пропускання без пробою повної потужності випромінювання антени.
5. Поляризаційні параметри випромінювача повинні відповідати вимогам, заданим до антеною системою.
6. Добротність (відношення коефіцієнта підсилення в дБ до шумової температури антени на вході випромінювача в °К).

					КПТР.2017003.01.07 ПЗ	Арк 46
Вип.	Аркули	№ Докум.	Підпис	Дата		

7. Поперечні розміри випромінювача повинні бути мінімальними для зменшення затінення дзеркала.

8. Конструкція випромінювача повинна бути механічно міцною.

При моделюванні і макетування випромінювача на кожному етапі розробки слід дотримуватися цих основних вимог. Найбільш застосовними на практиці [2] є випромінювачі наступних типів: вібраторні, щілинні і хвилевідно-рупорні.

Вібраторні і щілинні випромінювачі широко застосовуються в сантиметровому діапазоні, але основним їх недоліком є вузька смуга робочих частот. Випромінювачі у вигляді відкритого кінця хвилеводу або рупора зручно використовувати при великих потужностях випромінювача. Вони володіють хорошими діапазонними властивостями. Однак, на відміну від рупорного випромінювача відкритий кінець прямокутного хвилеводу має різні ДС в площинах Е і Н. При проектуванні лінійної гостроспрямованої антенної решітки з дзеркальних параболічних елементів для створення ДС горизонтальної поляризації, будемо вважати, що випромінювання в Н-площині є не інформативним в рамках даного розрахунку, оскільки керування променем даної досліджуваної решітки є одномірним. Далі буде вирішена зворотна задача синтезу (аналіз) окремого гостроспрямованого елемента відомими габаритами і завдання синтезу при побудові фазованої антенної решітки при відомих характеристиках радіолінії.

3.2 Методи розрахунку дзеркальної параболічної антени за допомогою сучасних САПР

Дзеркальні антени, що використовуються в супутниковому зв'язку і радіоастрономії, мають розміри від десятків сантиметрів до сотень метрів [1]. Це означає, що електричні розміри антен можуть сягати сотні довжин хвиль. Розрахунок таких великих структур електродинамічними методами вимагає великих обчислювальних затрат. Тому для аналізу і розрахунку характеристик

										КПТР. 2017003.01.07 ПЗ	Арк 47
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата							

випромінювання дзеркальних антен великого електричного розміру використовують наближені методи, до яких відносяться методи геометричної оптики (GO) і геометричної теорії дифракції (GTD), а також методи фізичної оптики (PO) і фізичної теорії дифракції [2-4]. Ці методи базуються або на теорії променевої оптики, або на аналітичній апроксимації, наприклад, метод моментів (MoM), метод кінцевих елементів (FEM) і кінцево-різницевий метод можуть бути використані для завдань з нетривіальною геометрією. Однак, іноді складність структури вимагає об'ємних математичних обчислень, що тягнуть за собою тимчасові витрати на обчислення навіть при використанні потужних комп'ютерних ресурсів. Походження даних проблем лежить в прямих числових методах, що зменшують дифракцію крайових задач (BVP) до рівнянь першого порядку. Таким чином, мінімізація комп'ютерної помилки за допомогою скорочення числа рівнянь не дає ніяких гарантій в оптимізації і прискорення розрахунку.

В даний час, завдяки високій ефективності і точності, більшу популярність набув метод фізичної оптики, який дає апроксимацію поверхневого електричного струму для ідеально провідних розсіювачів (рефлекторів). Цей метод використовує в якості ключового алгоритму кількісного розрахунку формулу:

$$\vec{j}^e = 2[\vec{H}, \vec{n}], \quad (3.2)$$

де \vec{n} – вектор нормалі для кожної точки поверхні рефлектора, \vec{H} – вектор магнітного поля, що створюється в даній точці первинним опромінювачем ([А/м]), \vec{j}^e – поверхневий електричний струм на металевому рефлекторі ([А/м]).

Далі по відомому електричному струму (3.2) знаходимо поле випромінювання дзеркальної антени (вторинне поле), а сам розрахунок вторинного поля зводиться до обчислення відповідних двовимірних інтегралів Фур'є від поверхневого електричного струму. Таким чином, на відміну від більшості

електродинамічних методів, які зводяться до вирішення системи рівнянь Максвелла, метод фізичної оптики не вимагає рішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь великого порядку.

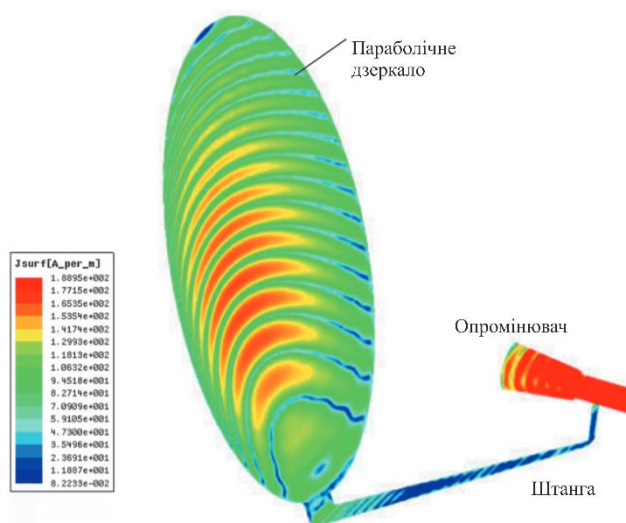


Рисунок 3.2 – Опромінена рупором дзеркальна параболічна антена з розрахованими поверхневими струмами.

У порівнянні з методом фізичної оптики, метод фізичної теорії дифракції [3, 4] дозволяє врахувати більш тонкі ефекти дифракції первинного поля опромінювача на краю дзеркала. Як правило, це дає уточнення рівня далеких бічних пелюстків поля випромінювання антени. Однак чисельна реалізація методу фізичної теорії дифракції є більш складною і менш універсальною, а його застосування, з практичної точки зору, не є необхідним для аналізу великих антен.

Зауважимо, що метод геометричної оптики дає меншу точність при аналізі дзеркальних антен, ніж метод фізичної оптики, так як не враховує поляризаційні ефекти (зокрема, при аналізі дзеркальних антен апертурним методом). Метод геометричної теорії дифракції по точності приблизно еквівалентний методу фізичної оптики.

Аналіз і проектування дзеркальних антен зазвичай виконують за допомогою унікальних програм, пристосованих для вирішення конкретних завдань. Програма GRASP, розроблена в компанії TICRA [5], є комерційно

поширюваної спеціалізованою програмою для розрахунку дзеркальних антен і являє собою промисловий стандарт точного моделювання дзеркальних антен.

Програма Mirror [6] також призначена для вирішення спеціалізованих завдань, в тому числі, завдання опромінення рефлектора системою випромінювачів. Як правило, швидкість вирішення завдань в подібних програмах дуже висока, що дозволяє прорахувати велике число варіантів на етапі ескізного проектування.

Ще однією програмою, за допомогою якої може бути ефективно розрахована дзеркальна антена (рис. 3.2), є одна з найпотужніших САПР НВЧ – система FEKO [7]. Ця універсальна система дозволяє створювати, проектувати і оптимізувати різноманітні випромінюють структури.

У програмах GRASP, Mirror, HFSS і FEKO для розрахунку дзеркальних антен використовується метод фізичної оптики.

3.3 Розрахунок вісесиметричної дзеркальної антени в програмному середовищі Mirror

Можливість програми Mirror дозволяють використовувати метод фізичної оптики – електродинамічну модель каскадного з'єднання відрізків прямокутного хвилеводу різного перетину. Однак для вирішення поточної задачі досить побудувати математичну модель випромінювача з порушенням хвилею основного типу H_{10} або H_{01} в залежності від необхідної поляризації. ДС такого елемента буде описуватися виразом:

- для лінійної X поляризації;

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \vec{\theta}_0 F_E(\theta) \cos \varphi - \vec{\varphi}_0 F_H(\theta) \sin \varphi \quad (3.3)$$

- для лінійної Y поляризації.

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \vec{\theta}_0 F_E(\theta) \sin \varphi + \vec{\varphi}_0 F_H(\theta) \cos \varphi \quad (3.4)$$

Для порівняння функціональних можливостей даної програми, випромінювач заданий також за допомогою аналітичного виразу. Можливі два варіанти визначення ДС елемента випромінювача аналітичної формулою. У першому варіанті амплітудні ДС в площині Е і Н визначаються виразами:

$$\begin{aligned} F_E(\theta) &= \cos^p(\theta); \\ F_H(\theta) &= \cos^q(\theta); \end{aligned} \quad (3.5)$$

при $p, q \geq 0$.

Статичні параметри визначаються виходячи з методу апертурні ортогональні поліноми.

У другому варіанті амплітудні ДС в площині Е і Н визначаються виразами:

$$\begin{aligned} F_E(\theta) &= 10^{\frac{\alpha_E}{20} \left(\frac{\theta}{\theta_{0E}} \right)}; \\ F_H(\theta) &= 10^{\frac{\alpha_H}{20} \left(\frac{\theta}{\theta_{0H}} \right)}; \end{aligned} \quad (3.6)$$

Програма Mirror призначена для розрахунку характеристик випромінювання рефлекторних антен з одиночним або багатoelementним опромінювачем. Робота в програмі Mirror починається з вибору параметрів завдання. По команді Reflector виводиться діалог, наведений на рисунку 3.3. Для аналізу антени, близькою за розмірами до офсетної дзеркальної антени [8], виберемо в цьому діалозі розмір дзеркала діаметром 268 см з фокусною відстанню 138 см. Потім, по команді Array Feed System, з'являється діалог, в якому можна задати найрізноманітніші способи збудження дзеркальної антени (рис. 3.4).

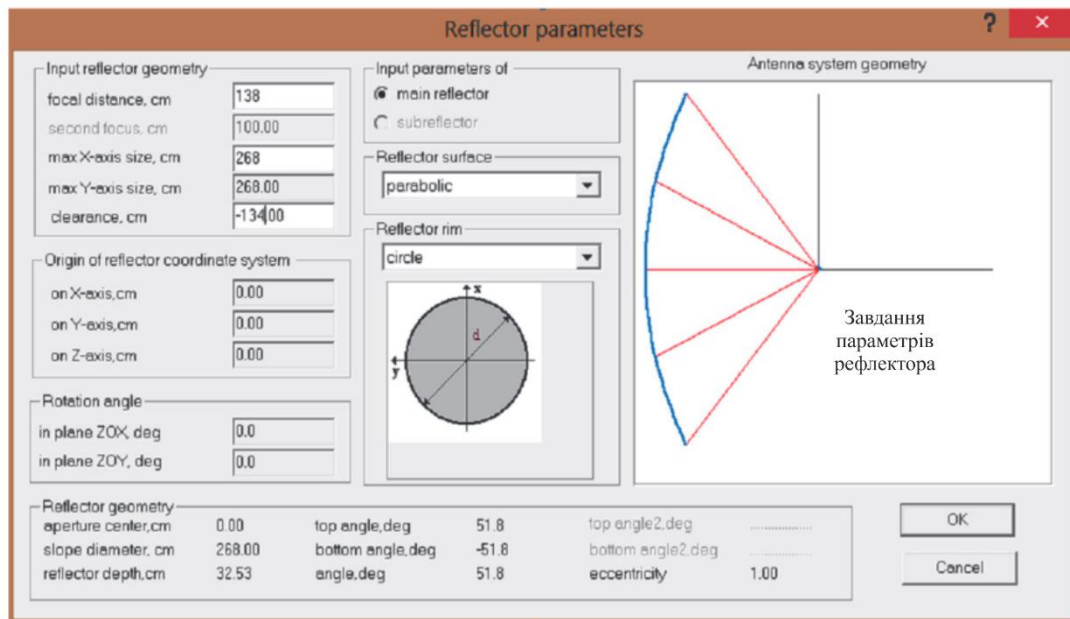


Рисунок 3.3 – Вибір геометрії рефлектора в діалозі програми Mirror

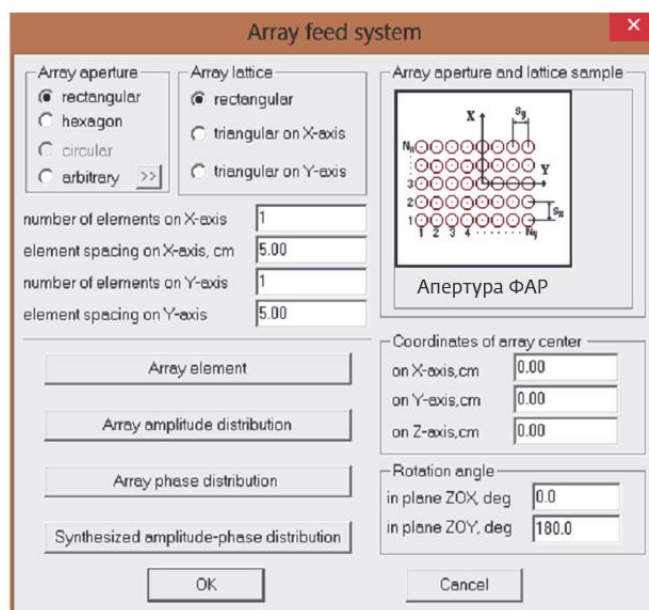


Рисунок 3.4 – Діалог завдання характеристик антенної решітки, яка опромінена дзеркальною антенною

У програмі Mirror передбачено створення до 32 довільно розташованих і орієнтованих в просторі об'єктів класу Feed (живлення антен). Функції цього класу розраховують електричний струм, що наводиться об'єктом на поверхні рефлекторів, і поле випромінювання об'єкта в ближній або дальній зоні (для

електродинамічних моделей). Кожен з об'єктів цього класу, як і елемент фазованої антенної решітки (ФАР), може бути вибрано таким чином:

- табульованою діаграмою спрямованості (ДС), наприклад, отримана експериментальним шляхом;
- ДС, апроксимовану аналітичною функцією;
- проста модель пірамідального рупора;
- електродинамічну модель рівного конічного рупора і конічного рупора зі зломом;
- електродинамічну модель багатосекційного круглого і прямокутного хвилеводів, яка дозволяє реалізувати будь-яку геометрію рупорного випромінювача, включаючи рупор з канавками.

Діаграму спрямованості елемента збудження, розраховану в програмі, можна зберегти у файлі з розширенням *.dat. Згодом цей файл відкрити в інших програмах. Отримані поля опромінювача використовуються для розрахунку струмів на дзеркалі (рис. 3.5).

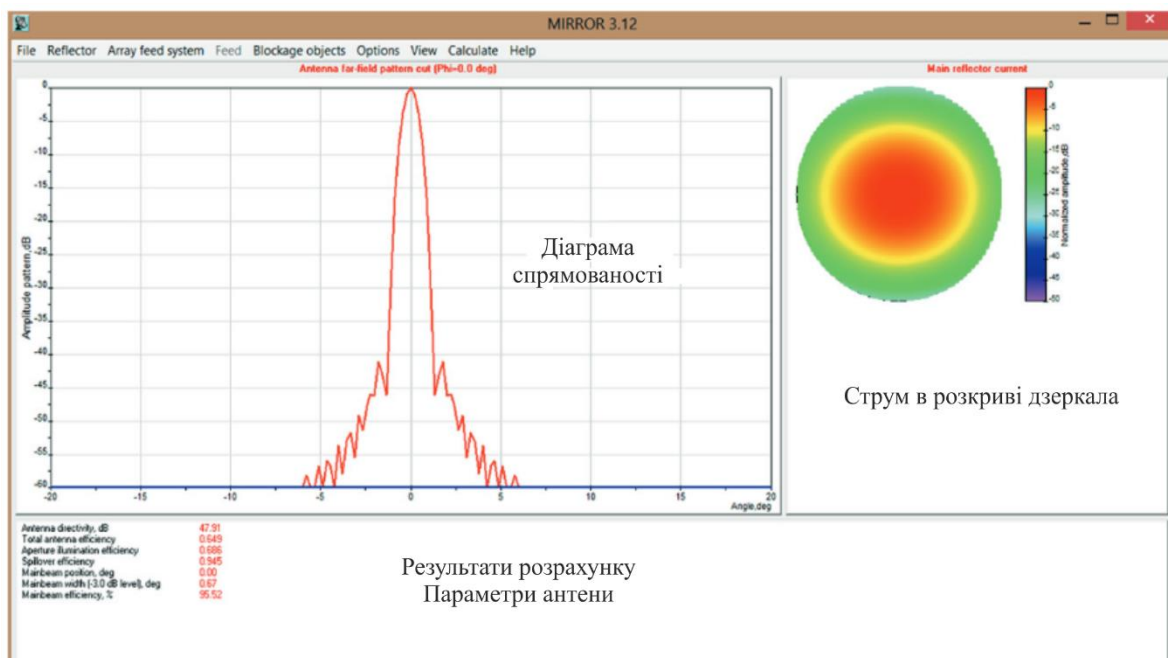


Рисунок 3.5 – Перетин діаграми спрямованості (зліва) і струм в розкритті апертури дзеркальної антени (праворуч), розраховані в програмі Mirror

Після розрахунку розподілу струмів проводиться розрахунок діаграми випромінення, яка будується у вікні діалогу відображення ДС. Для перетину діаграми випромінення будується компонент з основою поляризації та крос-поляризаційної компоненти. У вікні діалогу (рис. 3.5) виводиться діаграма спрямованості, струм в перерізі дзеркала і параметри дзеркальної антени. Для нашої антени отримуємо коефіцієнт спрямованої дії (КСД), рівний 47,9 дБ.

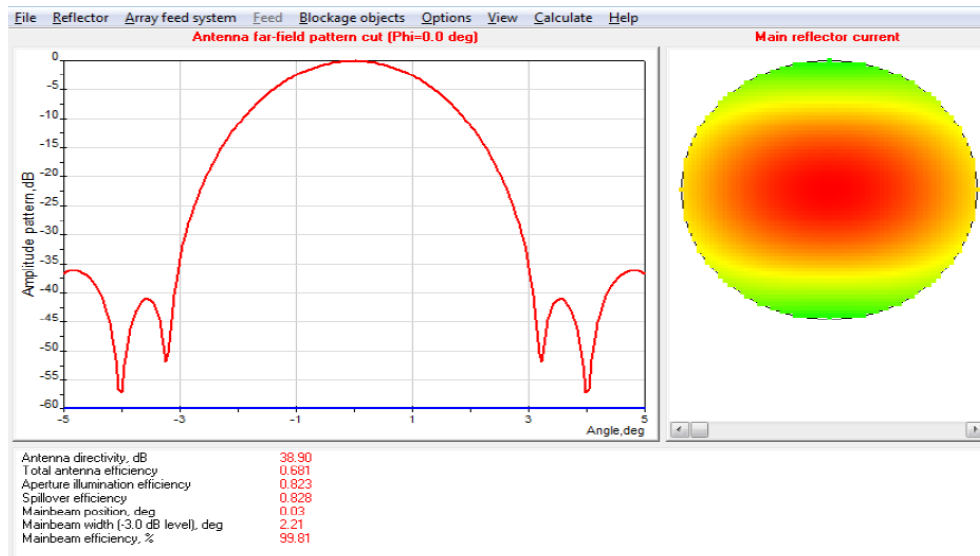


Рисунок 3.6 – ДС дзеркальної антени в далекій зоні ($\Phi_{Ц} = 0^\circ$).
Ширина ДС за рівнем - 3 дБ: 2,21° градуса. КУ 38,9 дБ

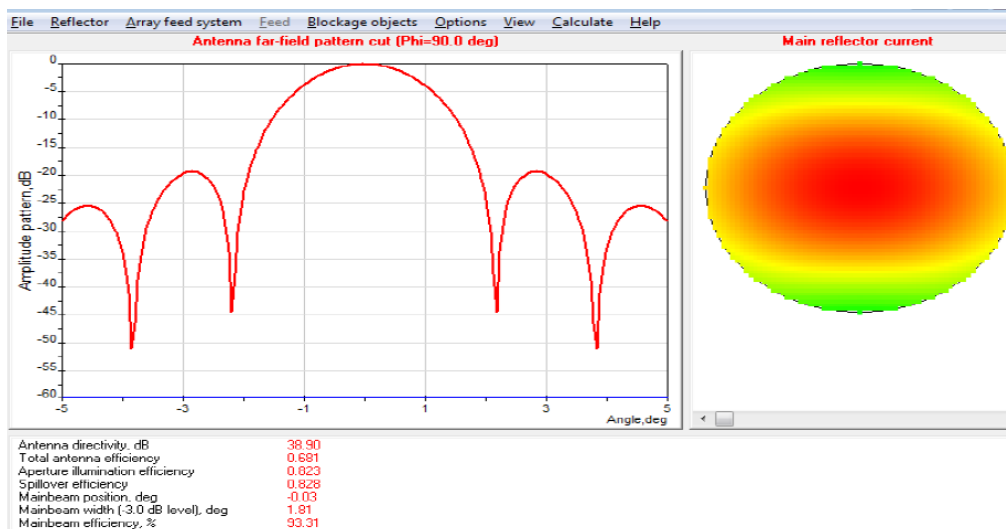


Рисунок 3.7 – ДС дзеркальної антени в далекій зоні ($\Phi_{Ц} = 90^\circ$).
Ширина ДС за рівнем - 3 дБ: 1,81° градуса. КП 38,9 дБ

Ілюстрації при зміщенні і нахилі випромінювача наведено в додатку А.

Зведемо отримані результати в таблицю 3.1:

Таблиця 3.1 – Результати розрахунку в Mirrog при зміщенні випромінювача щодо ФЦ розкриття

Зсув точки випромінювання щодо фокусної центру, см	Значення ДС при $\phi = 0$			Значення ДС при $\phi = 90^\circ$		
	КП, дБ	Ширина ДС за рівнем – 3 дБ, °	Зсув максимуму ДС, °	КП, дБ	Ширина ДС за рівнем – 3 дБ, °	Зсув максимуму ДС, °
без зміщення	38,91	2,17	0,00	38,91	1,83	0,00
Зміщення по X						
± 0,5	38,90	2,17	± 0,61	38,02	1,72	0,00
± 1,0	38,88	2,17	± 1,22	35,17	1,72	0,00
Зміщення по Y						
± 0,5	37,63	2,17	0,00	38,90	1,78	± 0,61
± 1,0	33,19	1,94	0,00	38,87	1,78	± 1,17
Зміщення по Z						
- 0,5	38,76	2,17	0,00	38,76	1,83	0,00
- 1,0	38,29	2,17	0,00	38,29	1,83	0,00
- 1,5	37,49	2,28	0,00	37,49	1,83	0,00
- 2,0	36,28	2,39	0,00	36,28	2,06	0,00
+ 0,5	38,77	2,17	0,00	38,77	1,83	0,00
+ 1,0	38,34	2,17	0,00	38,34	1,83	0,00
+ 1,5	37,62	2,17	0,00	37,62	1,83	0,00
+ 2,0	36,58	2,28	0,00	36,58	1,94	0,00

Таблиця 3.2 – Результати розрахунку в Mirrog при нахилі випромінювача в осі ФЦ розкриття

Нахил випромінювача по осі фокусної центру, °	Значення ДС при $\phi = 0$			Значення ДС при $\phi = 90^\circ$		
	КП, дБ	Ширина ДС за рівнем – 3 дБ, °	Зсув максимуму ДС, °	КП, дБ	Ширина ДС за рівнем – 3 дБ, °	Зсув максимуму ДС
0	38,91	2,17	0,00	38,91	1,83	0,00
- 1	38,93	2,17	0,00	38,93	1,83	0,00
- 2	38,93	2,17	0,00	38,93	1,83	0,00
- 3	38,93	2,17	0,00	38,93	1,83	0,00
- 4	38,92	2,17	0,00	38,92	1,83	0,00
- 5	38,92	2,17	0,00	38,92	1,83	0,00
- 10	38,82	2,17	0,00	38,82	1,83	0,00
- 15	38,75	2,17	0,00	38,75	1,83	0,00
- 25	38,70	2,17	0,00	38,70	1,83	0,00

Отримано параметри окремих дзеркальних елементів, заданих в технічному завданні, які можна використовувати для розрахунку АР методів теореми множення.

3.4 Розрахунок офсетної дзеркальної антени в програмному середовищі Mirror

У дзеркальній антені з вісесиметричним розташуванням випромінювача, останній і її штанги затінюють промені прямого проходження і таким чином погіршують КСД. Тому на практиці часто застосовується офсетна дзеркальна антена [8]. Дана антена підсвічується знизу під кутом $\approx 50^\circ$. Перетин антени також повернуто по відношенню до вертикальної площини приблизно на 26° . Робоча поверхня рефлектора є вирізкою з параболоїда обертання, описуваного рівнянням $z = (x^2 + y^2)/4F$, де $F = 138$ см. Центр вирізки розташований на відстані 134,5 см від фокальної осі.

Антена має такі паспортні параметри [8]:

- розміри 240×267 см (розкрив $\varnothing 240$ см);
- діапазон частот 10,7...12,75 ГГц;
- ширина діаграми спрямованості не більше $0,7^\circ$ (11,3 ГГц);
- коефіцієнт підсилення 47,6 дБ (11,3 ГГц);
- рівень бічних пелюсток не більше -25 дБ.

Розрахуємо офсетну антену, яка опром'янюється відкритим кінцем круглого хвилеводу. У програмі Mirror вплив здійснюється по дальньому полю. Спочатку розраховується випромінюючий елемент і його дальнє поле на кожному елементі сітки дзеркальної антени. Ця процедура дає діаграму спрямованості дзеркальної антени, а також її крос-поляризаційну складову [9,10] в діалозі перетину діаграми спрямованості Pattern cut (рис. 3.8). В результаті розрахунку офсетної антени отримуємо КСД = 48,35 дБ, коефіцієнт використання поверхні 67,6% і ширину променя за рівнем -3 дБ, рівню $0,72^\circ$. Ці результати близькі до паспортних даних антени [8].

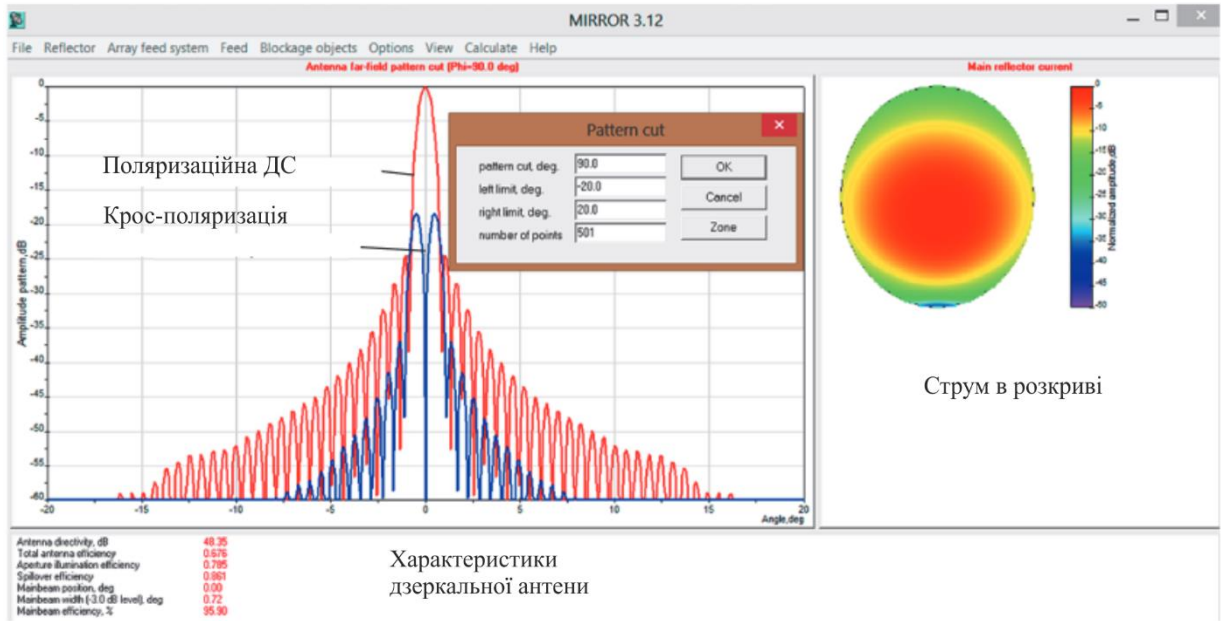


Рисунок 3.8 – Графік розрахунку крос-поляризації

3.5 Розрахунок опромінену круглим хвилеводом вісесиметричну дзеркальну антену в програмному середовищі ФЕКО

Програма ФЕКО теж дозволяє розрахувати дзеркальну антену великого розміру методом фізичної оптики [2], коли струми на поверхні дзеркальної антени розраховуються за формулою (3.2). Ці струми знаходяться в центрі кожного елемента декомпозиції дзеркальної антени (трикутник), в центрі якого ФЕКО розраховує нормаль. Кінцевий розмір трикутника, а також заміна плавної поверхні параболоїда зрізаними площинами, є джерелом похибки чисельного розрахунку методом фізичної оптики.

Накреслимо параболоїд $\varnothing 240$ см за допомогою команди Draw \rightarrow Paraboloid. У вікно, що з'явилося (рис. 3.9) вводимо фокусна відстань 138 см. Для креслення випромінювача в іншій системі координат створимо робочу систему координат, зміщену на 138 см щодо глобальної системи координат.

перехрестя, розраховується промінь, через який поширюється хвиля Н, що створює струми на дзеркалі. Потім, використовуючи інтегральні рівняння і функції Гріна, програма ФЕКО розраховує характеристики в дальній зоні, в тому числі спрямованість.

З діаграми спрямованості, показаної на рисунку 3.11, випливає, що КСД дзеркальної антени дорівнює 48 дБ. Результати розрахунку дзеркальної антени, показані на рисунках 3.8 і 3.11, збігаються з розрахунками в програмі Mirror. За інших рівних умов, швидкість розрахунку в програмі Mirror виявилася в 5 разів вище, проте система ФЕКО є більш гнучким інструментом вирішення подібних завдань. Крім того, вона дозволяє розраховувати структури з діелектриками і структури з втратами в металевих і діелектричних середовищах.

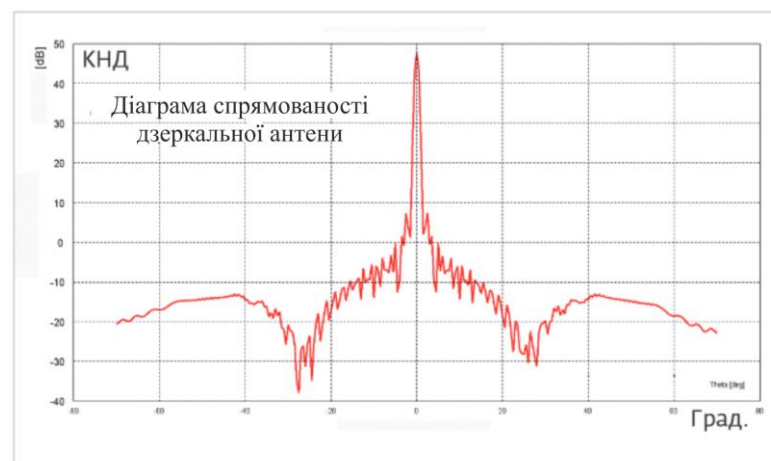


Рисунок 3.11 – Діаграма спрямованості офсетної дзеркальної антени

3.6 Розрахунок офсетної дзеркальної антени в програмному середовищі ФЕКО

Розглянемо структуру офсетної антени, показану на рисунку 3.10. Опромінювач встановлюється в фокус параболоїда. Дзеркало вирізається з параболоїда за допомогою об'ємного циліндра, в результаті чого воно набуває еліптичної форми. У перетині круглого хвилеводу, що виконує функцію випромінювача, встановимо сферу, на поверхні якої можна зберегти значення ближнього поля. Це дозволить нам розділити задачу на дві: розрахунок випромінювача і побудова падаючого на дзеркало поля на основі отриманих

даних. У програмі FEKO такий поділ можна виконати і по дальньому полю, як в програмі Mirror.

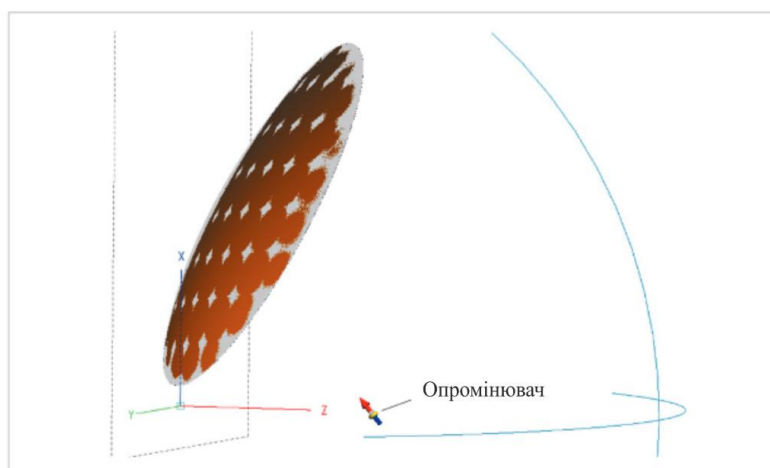


Рисунок 3.12 – Дзеркальна антена зі зміщенням опромінювача

Цю систему можна розрахувати і «в цілому», без зв'язку між опромінювачем і дзеркалом. В якості опромінювача використовуємо відрізок круглого хвилеводу (рис. 3.12), на якому також наводиться перетин ДС. В результаті отримуємо ширину ДС такого випромінювача за рівнем -3 дБ, рівну 80° . Виконавши (методом фізичної оптики) розрахунок дзеркала, опроміненого такої круглої антеною, отримуємо КНД = 48 дБ по основній поляризації (рис. 3.13).

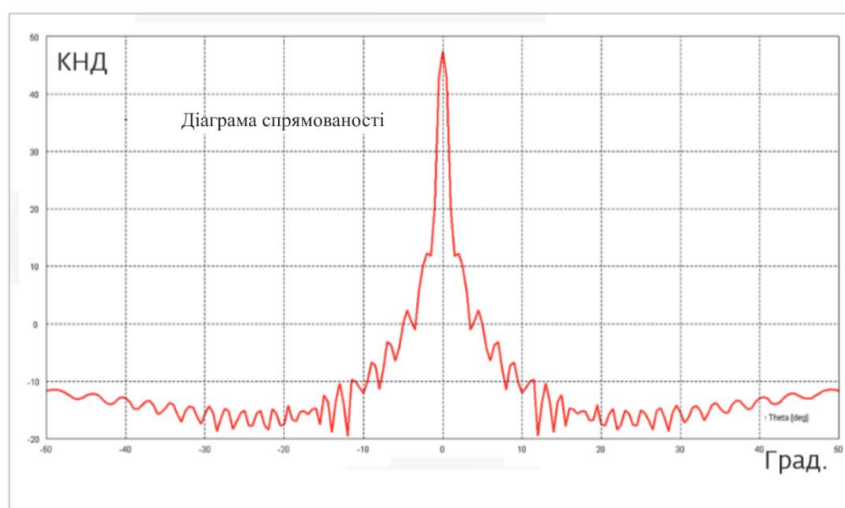


Рисунок 3.13 – Діаграма спрямованості офсетної дзеркальної антени [8]
(розрахунок в FEKO)

Крос-поляризацію слід враховувати в антені системи зв'язку з поляризаційним ущільненням, коли паразитний сигнал може привести до порушення прийому. Типова вимога до рівня крос-поляризації в максимумі ДС антени становить -30 дБ (в системах з двома лінійними ортогональними поляризаціями). Значення крос-поляризації в максимумі рівна 28 дБ (рис. 3.14), що на 20 дБ менше сигналу в максимумі ДС основний поляризації.

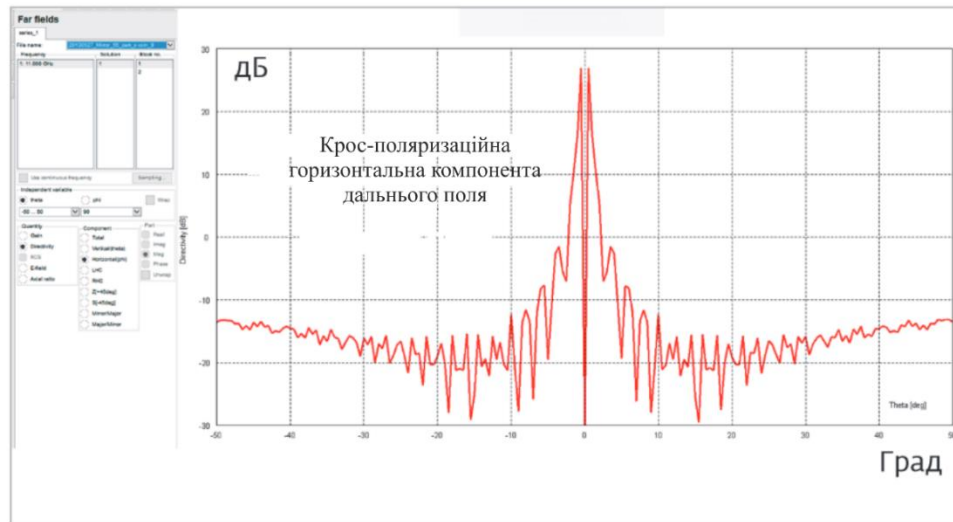


Рисунок 3.14 – Крос-поляризаційна складова діаграми спрямованості офсетної дзеркальної антени [8] (розрахунок в FEKO)

Висновки. У даному розділі продемонстровано поділ складного завдання проектування антени на більш прості завдання, з заміною випромінювача дзеркальної антени на апертурні випромінювачі. Для вісесиметричної і офсетної дзеркальної антени отримано хороший збіг результатів розрахунку в програмі Mirror і в програмі FEKO з даними, наведеними виробником антени. В обох випадках використаний метод фізичної оптики.

3.7 Моделювання ФАР в програмному середовищі Matlab

Проробимо ті ж обчислення аналітично, використовуючи вирази, отримані раніше. Згідно з теоремою множення [6] діаграма спрямованості системи випромінювачів виявляється представимо у вигляді добутку векторної ДС n -го

елемента $F_{елn}(\theta, \varphi)$ на скалярний множник спрямованості $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ системи точкових вузько випромінювачів, розташованих в місцях знаходження елементів системи:

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N f_{\Sigma}(\theta, \varphi) \cdot F_{елn}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N l_n \cdot e^{j\beta R_n \cos(\alpha_n)} \cdot F_{елn}(\theta, \varphi) \quad (3.7)$$

Як елементи антеною решітки взяті параболічні антени у відповідність з технічним завданням (рис. 3.15 – 3.18)

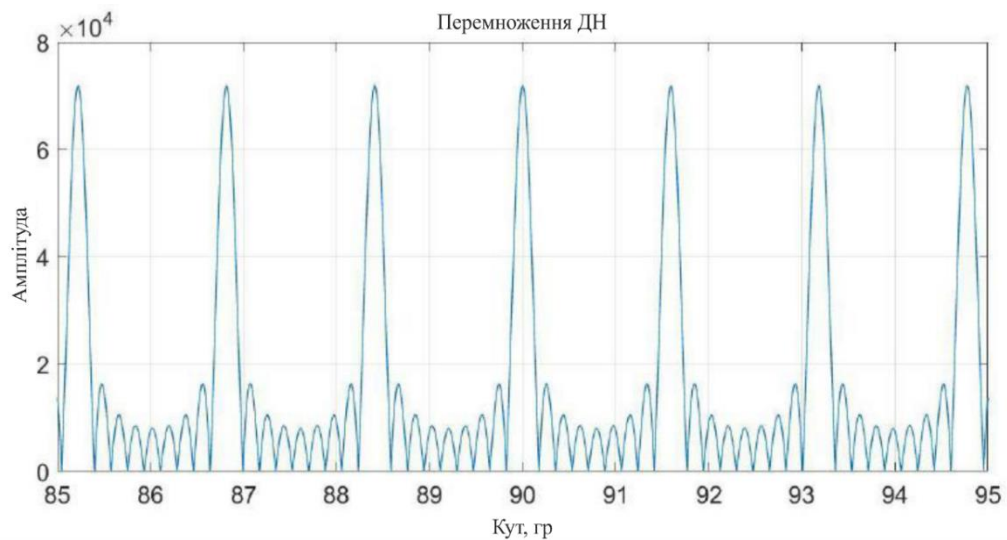


Рисунок 3.15 – Множник еквідистантним ФАР

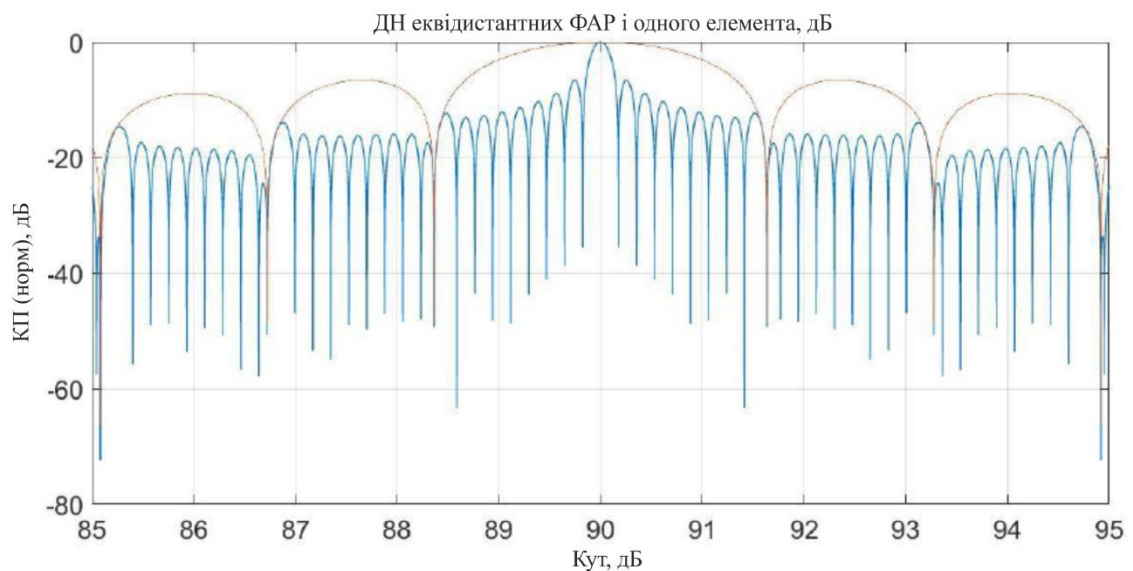


Рисунок 3.16 – ДС еквідистантної ФАР по теоремі множення

Як видно з графіка, при еквідистантному розташуванні елементів АР виникають побічні максимуми ДС. Одним із способів боротьби з ними є порушення періодичної структури ФАР.

Результатом моделювання служить прогнозування діаграми спрямованості при нееквідистантному розташуванні елементів восьмиелементної дзеркальної ФАР і зміні фазового центру окремих елементів. Отримано графік, з якого видно, що бічні пелюстки ДС ФАР, побудованої по нееквідистантному типу, виявляються нижчими, ніж у еквідистантному ФАР.

Таблиця 3.3 – Основні параметри діаграм спрямованості еквідистантним і нееквідистантної антенних решіток

Антенна решітка	Коефіцієнт підсилення, дБ	Рівень першого дифракційного пелюстки щодо головного	Рівень другого дифракційного пелюстки щодо головного	Ширина ДС за рівнем 0.
Еквідистантна решітка	48.07	37.04 дБ	35.74 дБ	14'
Нееквідистантна решітка	48.02	33.92 дБ	31.53 дБ	15'

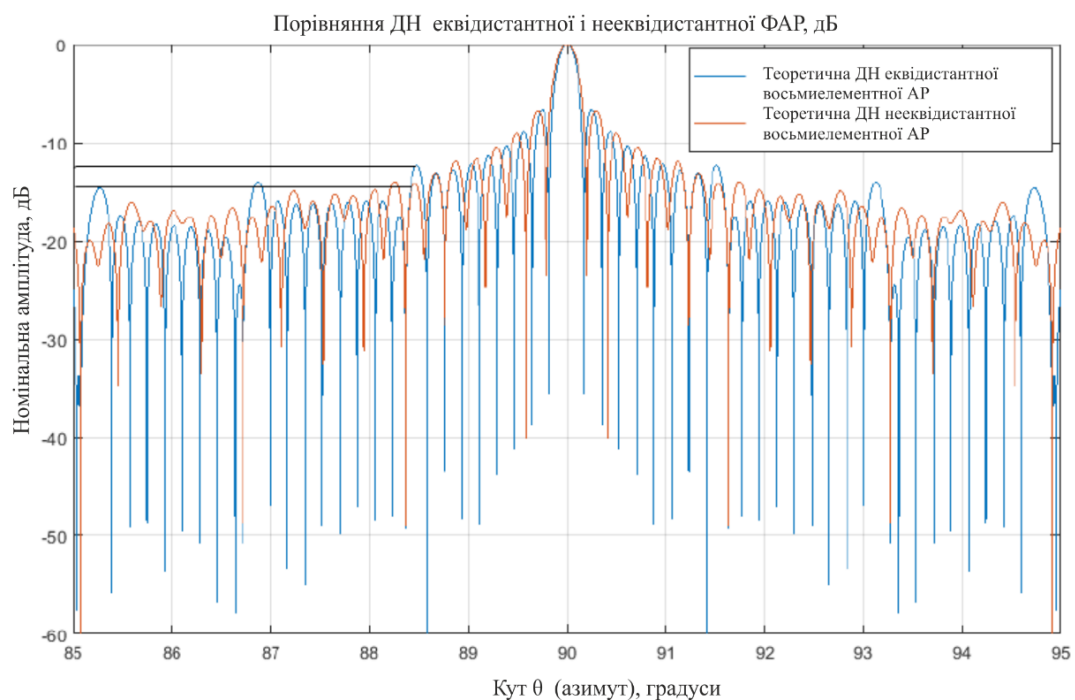


Рисунок 3.17 – Порівняння ДС одного елемента, еквідистантної і нееквідистантної ФАР

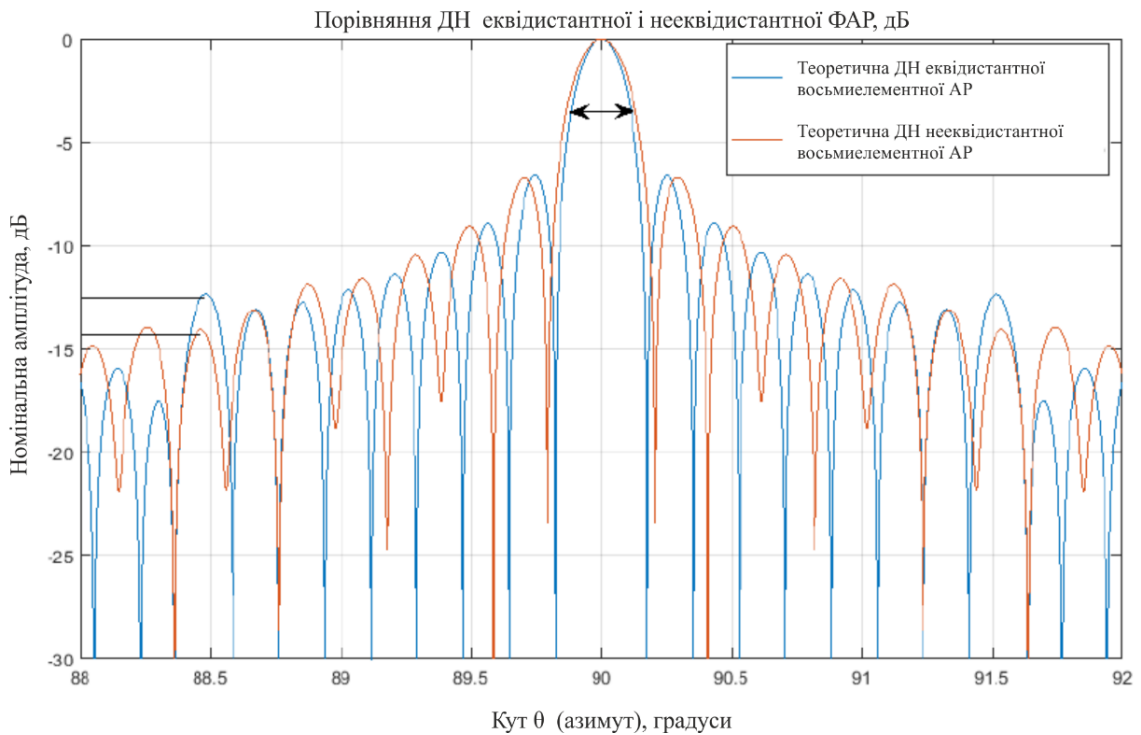


Рисунок 3.18 – Порівняння ДС одного елемента, еківідстантної і нееквідистантної ФАР (в збільшеному масштабі)

Висновки. Використовуючи нееквідистантну структуру АР, вдалося отримати досить гарне приглушення дифракційних максимумів (3 дБ), при цьому КП і ширина ДС практично не змінилися (КП знизився на 0,1 дБ, ширина ДС за рівнем - 3 дБ розширилася на 1').

3.8 Побудова ФАР в програмному середовищі HFSS. Знаходження фокусної центру випромінювача

Функціонал HFSS дозволяє вирішувати електродинамічні задачі методом кінцевих елементів (FEM) з оптимальними тимчасовими витратами. Далі представлені кроки моделювання випромінювача для знаходження ФЦ і розрахунку ДС (рис. 3.19 – 3.21).

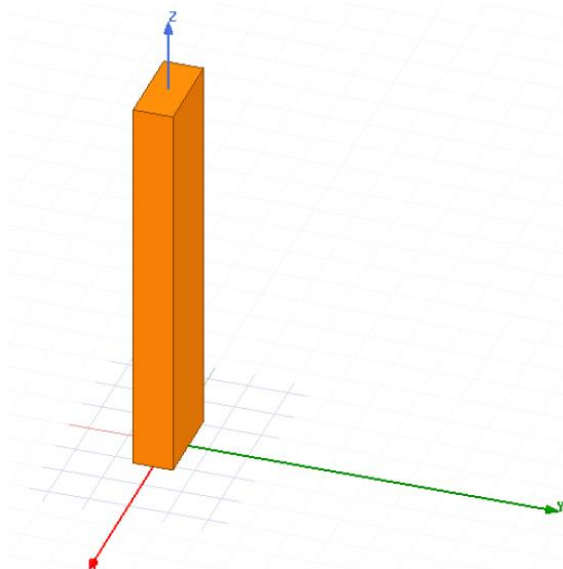


Рисунок 3.19 – Модель хвилеводу

Для знаходження фокусної центру відкритого кінця хвилеводу використовується додаткова система координат зі змінним параметром.

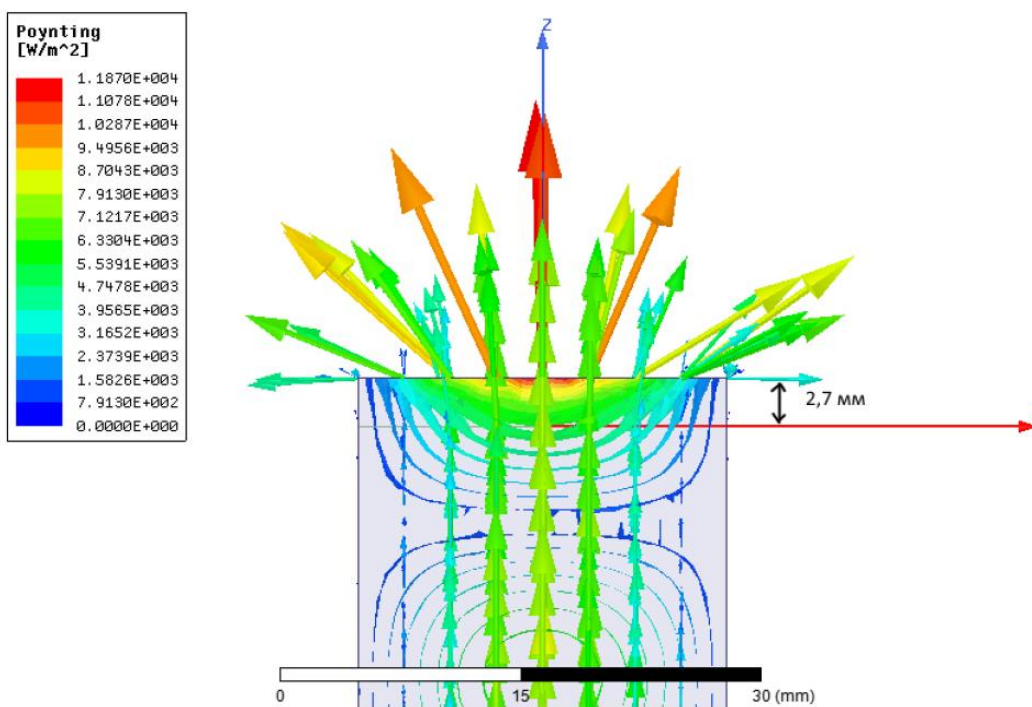


Рисунок 3.20 – Порівняння ДС одного елемента, еквідистантної і нееквідистантної ФАР (в збільшеному масштабі)

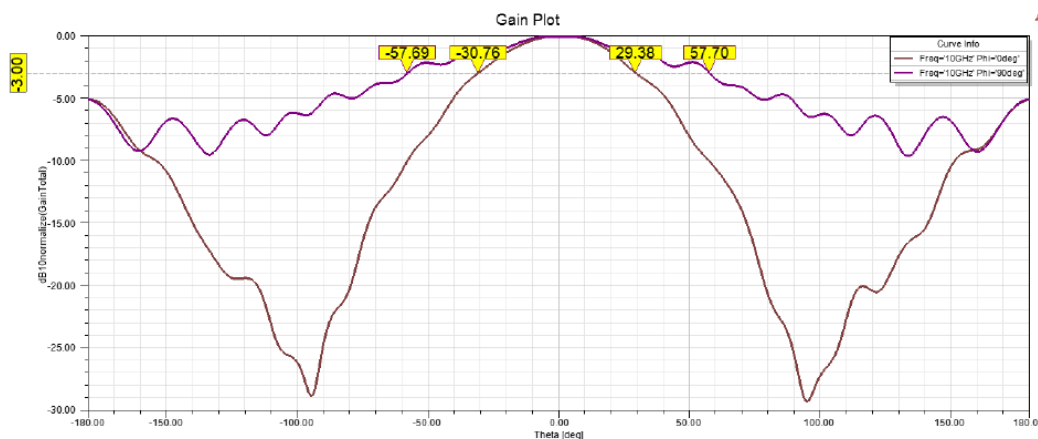


Рисунок 3.21 – Амплітудні ДС відкритого кінця хвилеводу в Е і Н площинах

Висновки. У HFSS отримана модель відкритого кінця хвилеводу, знайдений ФЦ, і розрахована ДС. Модель даного випромінювача можна експортувати, для використання у вигляді точкового зосередженого порту в подальших розрахунках.

3.9 Побудова ФАР в програмному середовищі ФЕКО. Моделювання антенної решітки

Перевагою ФЕКО є відносна простота розрахунків дзеркальних антен методом геометричної оптики (GO). Далі представлені кроки моделювання випромінювача, двоелементної АР і восьмиелементної АР.

У фокальному центрі розташовується випромінювач у вигляді відкритого кінця хвилеводу стандартних розмірів: $A = 23$ мм, $B = 10$ мм, $L = 100$ мм.

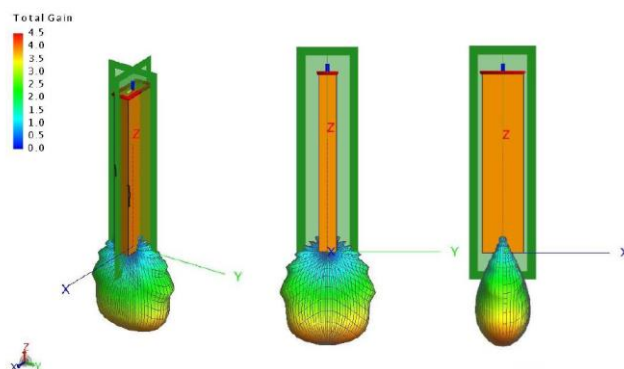
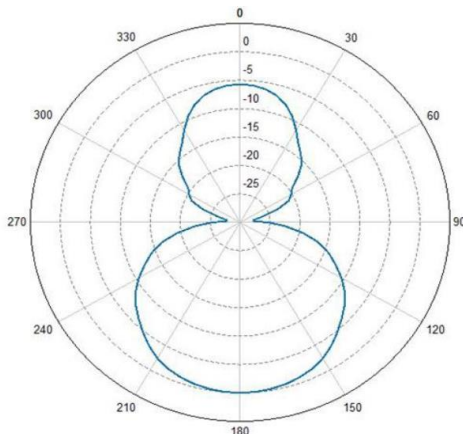


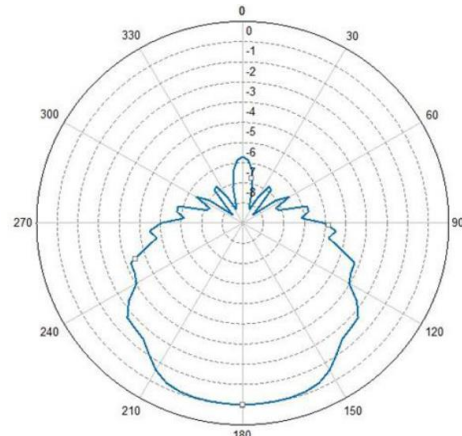
Рисунок 3.22 – Поєднана немасштабна модель випромінювача і об'ємна ДС в ізометричному вигляді, Е- і Н-площині

Побудуємо діаграми спрямованості даного випромінювача (рис. 3.23 – 3.24)



Total Gain [dBi] (Frequency = 10 GHz; Phi = 0 deg) - Waveguide

Рисунок 3.23 – Графік діаграми спрямованості випромінювача в Е- площині (ФЦ 0 градусів)



Total Gain [dBi] (Frequency = 10 GHz; Phi = 90 deg) - Waveguide

Рисунок 3.24. Графік діаграми спрямованості випромінювача в Н-площині (ФЦ 90 градусів)

Далі опромінення дзеркального розкриття моделюється заданою ДС і розраховується розподіл струмів на поверхні дзеркала. Діаграма спрямованості зображена на рис. 3.25 – рис. 3.28.

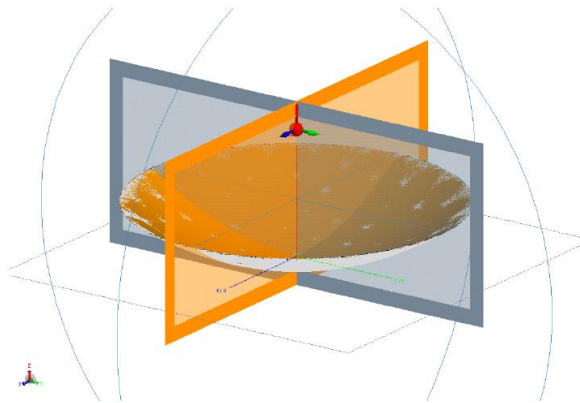


Рисунок 3.25 – Спосіб побудови параболічних антен в ФЕКО

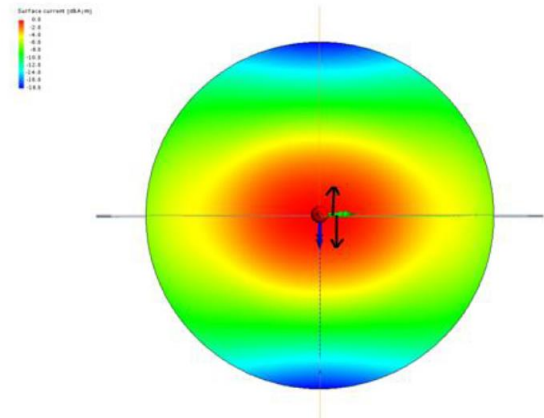


Рисунок 3.26 – Амплітудний розподіл на розкритті параболі при опроміненні відкритим кінцем хвилеводу (вид зверху)

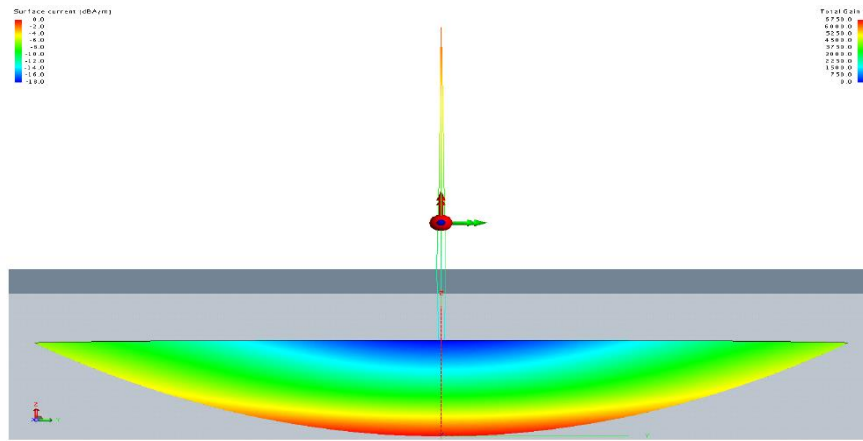


Рисунок 3.27 – Амплітудний розподіл на розкриві параболи в опроміненні відкритим кінцем хвилеводу (вид збоку)

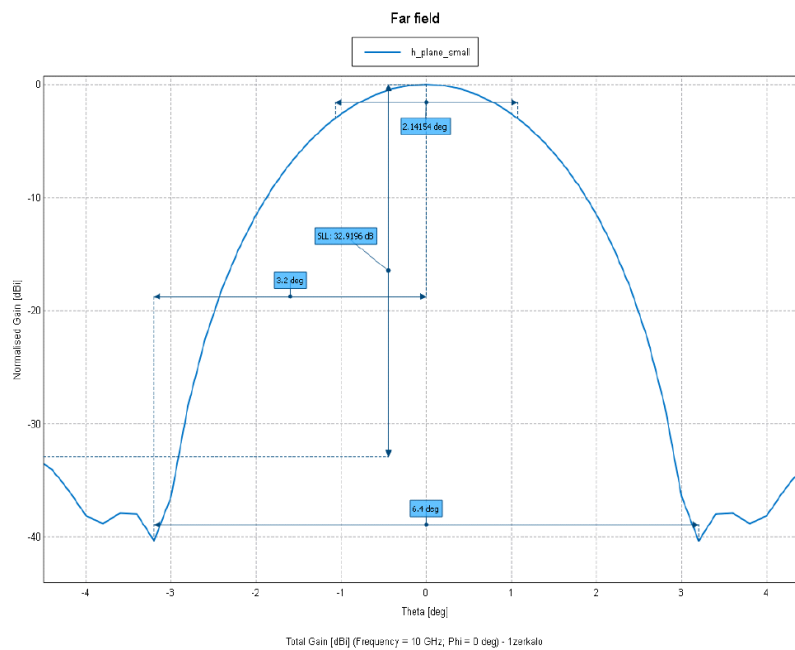


Рисунок 3.28 – ДС одного елемента

Далі представлений результати моделювання двохелементної і восьмиелементної АР без нахилу випромінювачів і з нахилом випромінювачів (рис. 3.29 – рис. 3.38).

Total Gain [dBi]

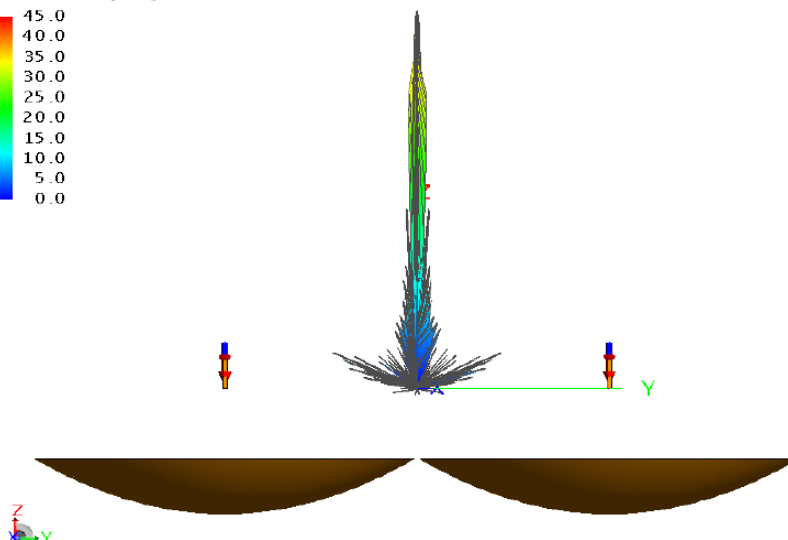
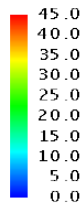


Рисунок 3.29 – 3D модель решітки з двох елементів, поєднана з загальним видом ДС (без нахилу випромінювача)

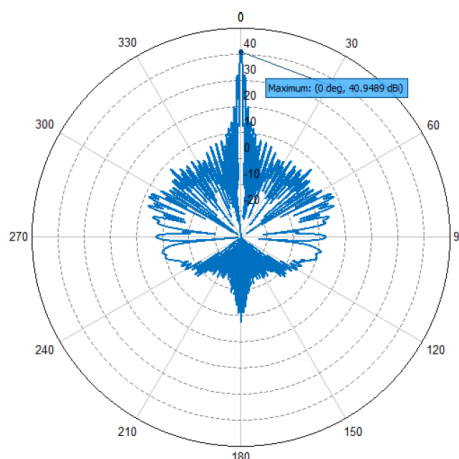


Рисунок 3.30 – Ненормована ДС решітки з двох елементів без нахилу випромінювача (КП = 40,94 дБ)

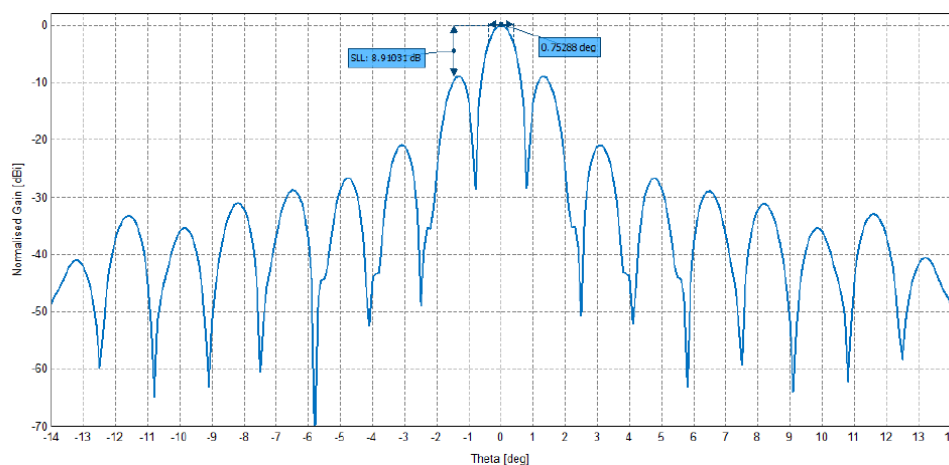


Рисунок 3.31 – Нормована ДС решітки з двох елементів без нахилу випромінювача (ширина по рівню - 3 дБ 0,75 °, РБП - 8,91 дБ)

Зробимо нахил одного з випромінювачів на 15 градусів.

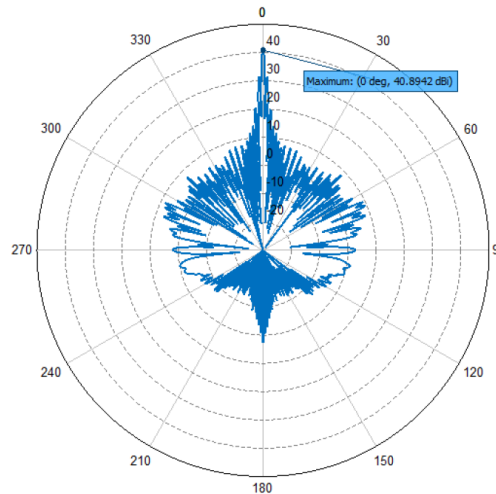


Рисунок 3.32 – Ненормована ДС решітки з двох елементів з нахилом випромінювача (КП = 40,89 дБ)

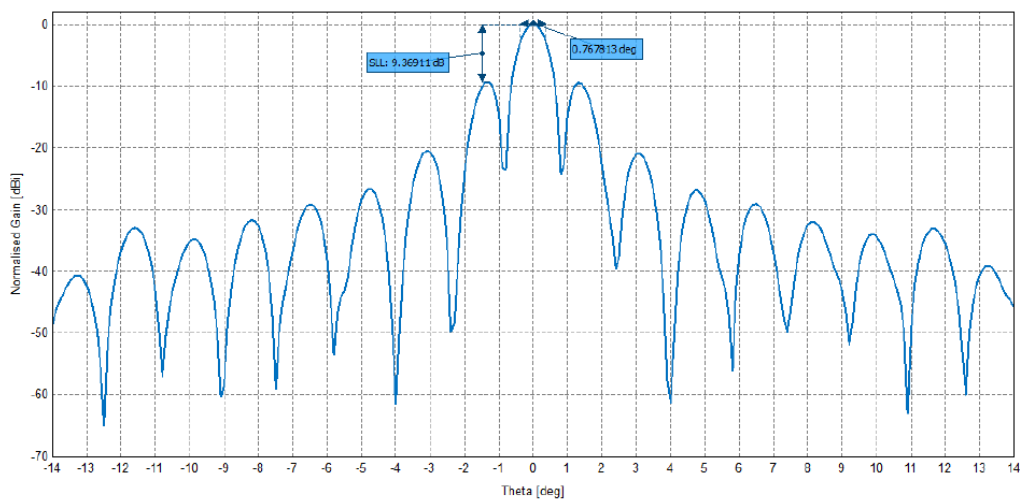


Рисунок 3.33 – Нормована ДС решітки з двох елементів з нахилом випромінювача (ширина по рівню - 3 дБ 0,76 °, РБП - 9,36 дБ)

Як видно з діаграми, рівень першої бічної пелюстки становить близько - 9 дБ, що є одним з головних недоліків параболічних антен рефлекторного типу.

Висновки. Як видно при нахилі випромінювача всередині фокусної відстані дзеркала відбувається зниження РБП, проте ефективність цього методу руйнування періодичної структури тим вище, чим більше кількість елементів в АР.

Зробимо моделювання одновимірної антеною решітки з восьми параболічних дзеркальних елементів.

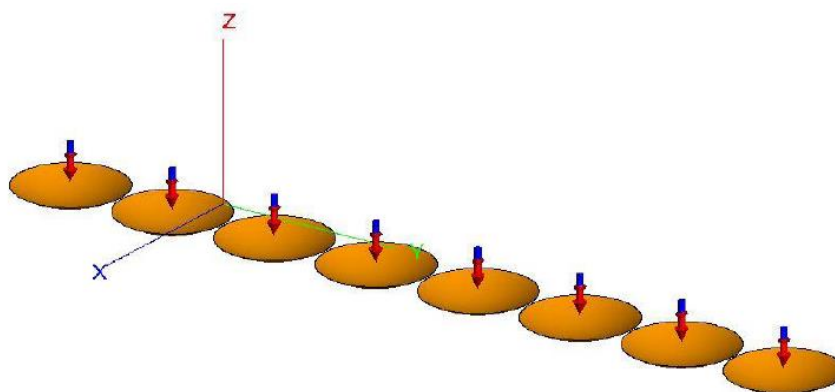


Рисунок 3.34 – Вид моделі восьмиелементної АР без нахилу випромінювачів

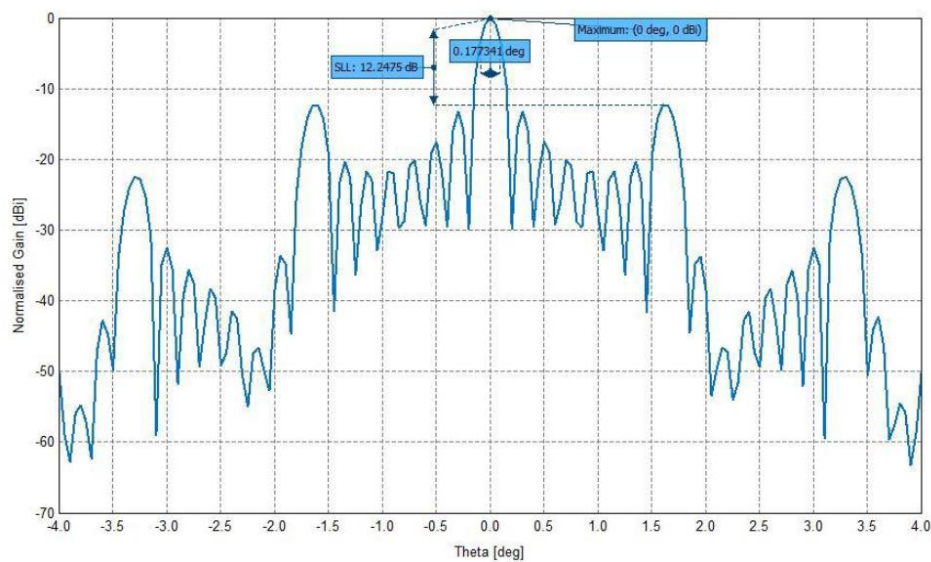


Рисунок 3.35 – ДС восьмиелементної АР без нахилу випромінювачів

Зробимо нахил кожного з восьми випромінювачів згідно методики викладеною в розділі 2.3, використовуючи випадкові величини рівномірного закону розподілу.

Параметри кожного елемента зведені в таблицю 3.4:

Таблиця 3.4

№ елемента АР	1	2	3	4	5	6	7	8
Нахил випромінювача, в°	-30	10	-46	14	20	-34	10	20
Зсув ФЦ елемента щодо геометричного центру, в мм	-2151	729	-3125	986	1468	-2250	729	1468

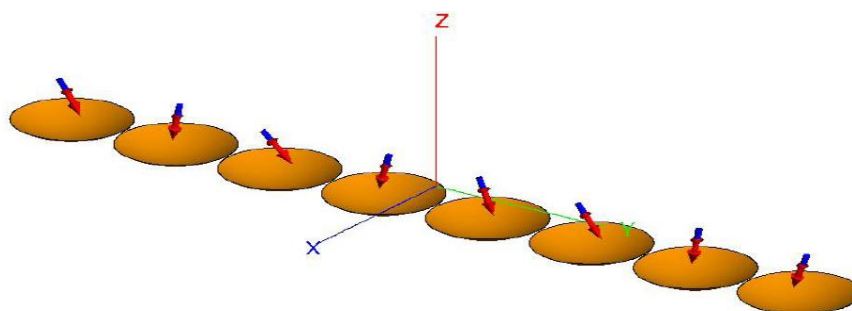


Рисунок 3.36 – Вид моделі вісьмиеlementної АР з нахилом випромінювачів

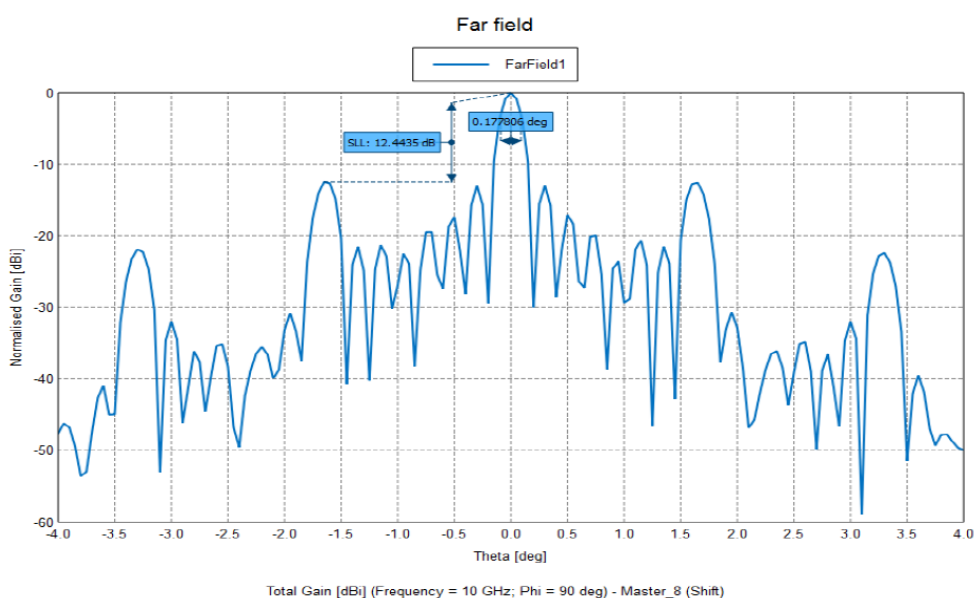


Рисунок 3.37 – ДС вісьмиеlementної АР з нахилом випромінювачів

Порівняємо отримані діаграми спрямованості між собою на рис. 3.35. Порівняння ДС вісьмиеlementної АР без нахилу і з нахилом випромінювачів.

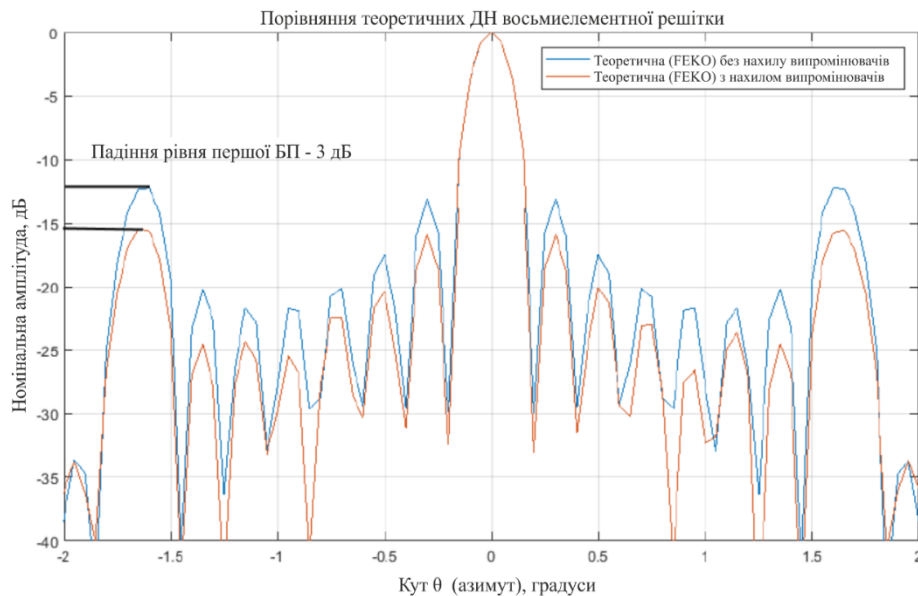


Рисунок 3.38 – Порівняння ДС восьмиелементної АР без нахилу і з нахилом випромінювачів

Висновки. Отримані результати показують, що при нахилі випромінювачів параболічного рефлектора в складі АР відбувається зменшення РБП сумарною ДС, при цьому структура самої антенною решітки залишається еквідистантним. Цей факт є доказом теореми про становище часткового ФЦ параболічної антени, оскільки при нахилі випромінювача окремого елемента відбувається зміщення центру ваги амплітудного розподілу в розкриві дзеркала, що дозволяє говорити про руйнування періодичної структури АР при формуванні сумарної діаграми спрямованості.

3.10 Висновки до розділу

При розрахунках і моделюванні були дотримані вимоги, викладені в розділі 3.1, в результаті чого розроблена ФАР, що дозволяє руйнувати періодичну структуру антенної решітки, керуючи АФР між елементами, але, не змінюючи їх розташування один щодо одного.

Проведено порівняння теоретичних результатів, отриманих для еквідистантної і нееквідистантної антенної решітки, а саме рівень бічних пелюсток був пригнічений на 3 дБ.

ВИСНОВОК

Розробка антенних полів є комплексним завданням, що вимагає знання не тільки в області антенної техніки і пристроїв НВЧ, але і в області механіки і математики. В рамках виконання даної роботи були виконані численні електродинамічні і математичні розрахунки, проведено порівняльний аналіз і обрана оптимальна структура суматора НВЧ потужності для живлення антенної решітки, а також було визначено АФР її елементів.

Дана робота показує переваги використання ФАР замість радіотелескопу, а також демонструє економію площі НФАР в порівнянні з еквідистантними антенними ґратами, а також вивчена можливість руйнувати періодичну структуру еквідистантних ФАР шляхом нахилу випромінювачів окремих елементів.

					КПТР. 2017003.01.07 ПЗ	Арк
						74
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Вендик О. Г., Парнес М. Д., Бахрах Л. Д. Антенны с электрическим сканированием (введение в теорию). М.: Science Press, 2001. 252 с.
2. Вендик О.Г. Антенны с немеханическим движением луча: Введение в теорию. М.: Советское радио, 1965, –360 с.
3. Вендик О.Г. Фазированная антенная решетка – глаза радиотехнической системы. Соросовский образовательный журнал, №2, – 1997.
4. Активные фазированные антенные решетки. Под редакцией Гостюхина В.Л. Изд. 3-е, переработанное. Радиотехника. 2011, 304 с.
5. Вольперт А. Р. О фазовом центре антенны // Радиотехника. 1961. Т. 16, № 3. С. 3-12.
6. Лобкова Л.М. Проектирование антенн и устройств СВЧ: Учебное пособие для вузов / Л.М. Лобкова. – Севастополь.: СевНТУ, 2002. – 178с.
7. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. Учебник. – М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.
8. Дубровин В.С., Колесникова И.В. К расчету параболической антенны для сверхширокополосных систем радиодоступа. И.В.ГОУВПО НИ «Мордовский государственный университет им. Н.П.Огарева», г. Саранск.
9. Гошин Г.Г. Устройства СВЧ и антенны: Учебное методическое пособие. В 2-х частях. / Г.Г. Гошин. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2003. – Часть 2: Антенны. – 130с.
10. Банков С.Е., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS. М., – 2009
11. С.Е. Банков, Э.М. Гутцайт, А.А. Курушин. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. М., – «Оркада», – 2012
12. В.И. Гусевский, М.Д. Дупленкова, В.Н. Белан, С.Е. Елисеев. Сканирующая целевая антенная решетка РЛС с синтезированной апертурой. сб. тр. Международной научной конференции: Излучение и рассеяние электромагнитных волн, ИРЭМВ, Таганрог , 2013 С. 184-188.

13. Самолетная фазированная антенная решетка РСА бокового обзора. Белькович И.В., Гусевский В.И., Дубовицкий М.А., Дупленкова М.Д., IX Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий»
14. Гусевский В.И. Фазовая характеристика и фазовый центр линейных и плоских АР. - Радиотехника и электроника, 1991, т. 36, № 3, с. 433-441.
15. Коротковолновые антенны. Г.З. Айзенберг. Связь и радио. М. 1962, 814 с.
16. Проектирование антенно-фидерных устройств. Под редакцией М.С Жук, Ю.Б. Молочков. М-Л., изд-во “Энергия”, 1966, 648 с.
17. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. Под редакцией Л.С. Бенесона. М., “Сов. радио”, 1966, 367 с.
18. Соколов А.Г. Металлические конструкции антенных устройств [Текст] / А.Г. Соколов. – М.: Стройиздат, 1971. – 239 с.
19. Хмель В.Ф. Антенны и устройства СВЧ. Сборник задач: учеб. пособие [Текст] / В.Ф. Хмель, А.Ф. Чаплин, И.И. Шумлянский. – К.: Высшая школа, 1990. – 232 с.
20. Compact Parabolic Reflector Antenna Design with Coscant-Squared Radiation Pattern. Okan Yurduseven, Ozan Yurduseven. Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, August 25 - 27, 2011, Kiev, Ukraine pp. 382 - 385
21. Lyman Spitzer, Jr. History of the Space Telescope (англ.) // Quarterly Journal of the Royal Astronomical Society. - 1979. - No. 20. - P. 29-36. Рання історія і попередники.
22. Akira Ishimaru. Theory of Unequally-Spaced Arrays. IEEE Tran. Ant. Propag. 1963.
23. Akira Ishimaru. Unequally Spaced Arrays Based on the Poisson Sum Formula, IEEE Tran. Ant. Propag, vol. 62, no. 4, pp. 1549 - 1554, Apr. 2014.

Додаток А.

ГРАФІКИ, ОТРИМАНІ ПРИ НАХИЛІ ВИПРОМІНЮВАЧ MIRROR

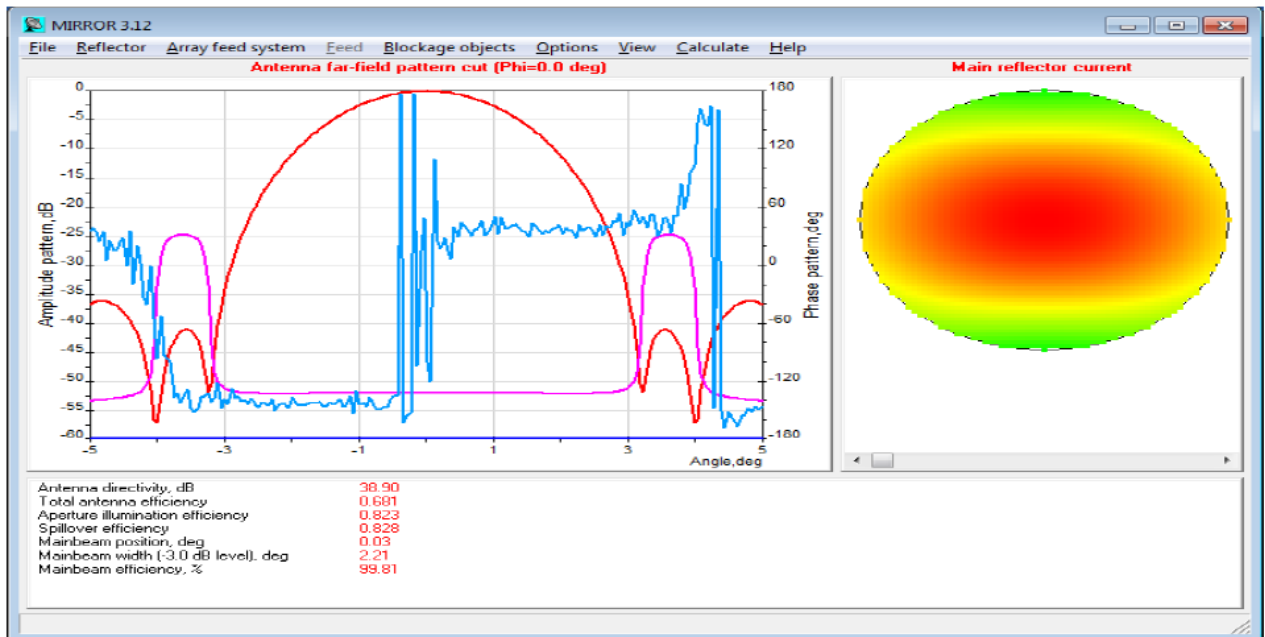


Рисунок А.1. ДС дзеркальної антени з фазовим розподілом в дальній зоні (ФМ = 0). Ширина ДС за рівнем - 3 дБ: 2,21 градуса. КП 38,9 дБ

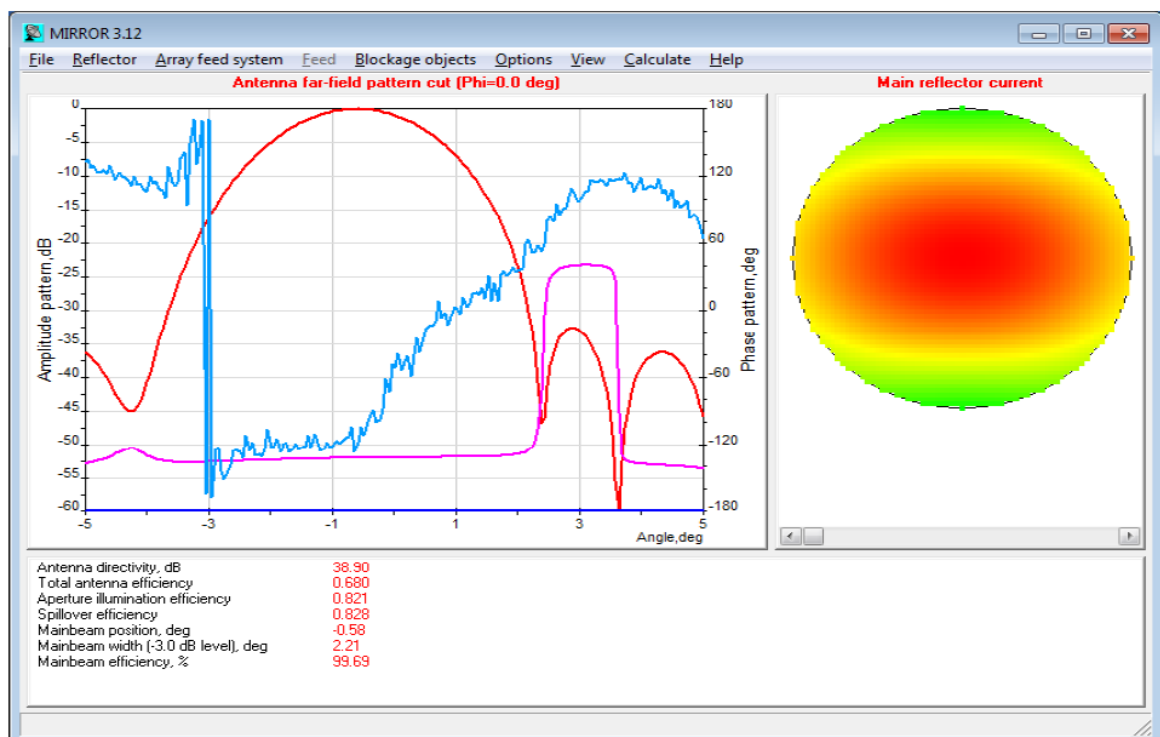


Рисунок А.2. ДС дзеркальної антени з фазовим розподілом в дальній зоні (ФМ = 0). Зсув по осі Х: 0,5 см. Зміщення по осі Y: 0 см. Ширина ДС за рівнем - 3 дБ: 2,21 градуса. КП 38,9 дБ

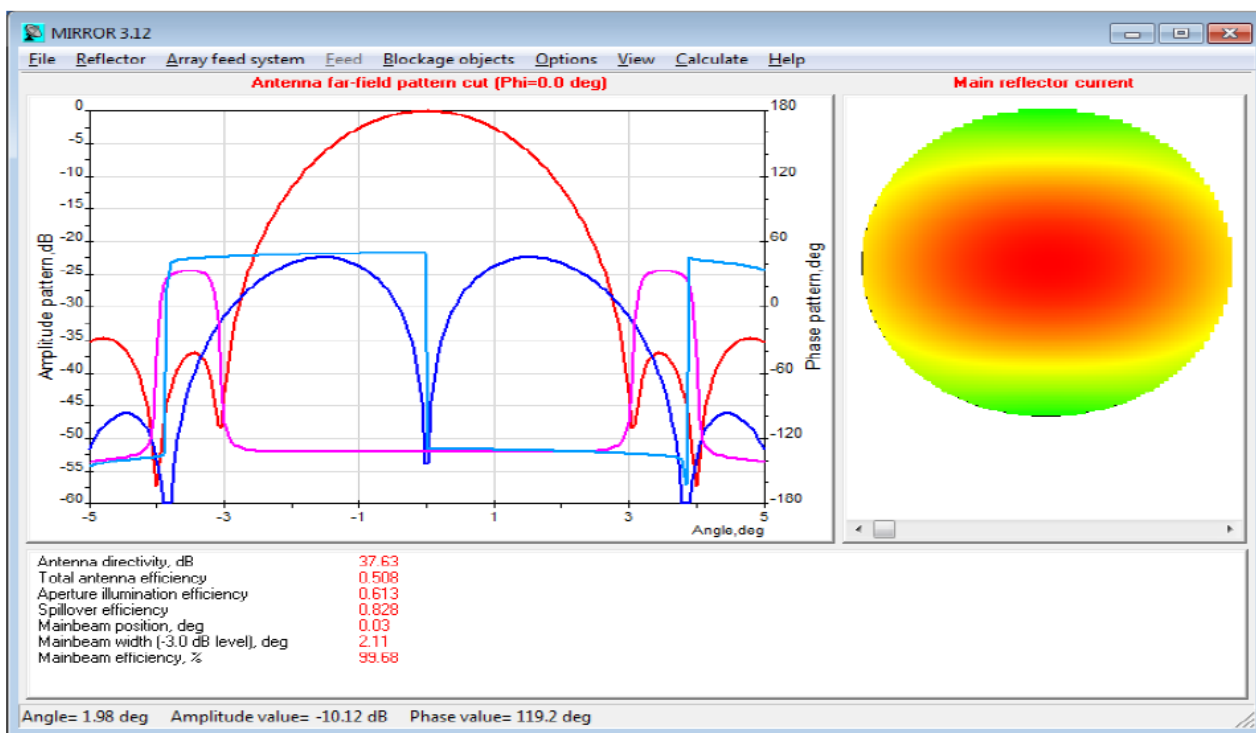


Рисунок А.3. ДС дзеркальної антени з фазовим розподілом в дальній зоні (ФЦ = 0). Зсув по осі Х: 0 см. Зміщення по осі Y: 0,5 см. Ширина ДС за рівнем - 3 дБ: 2,11 градуса. КП 37,63 дБ

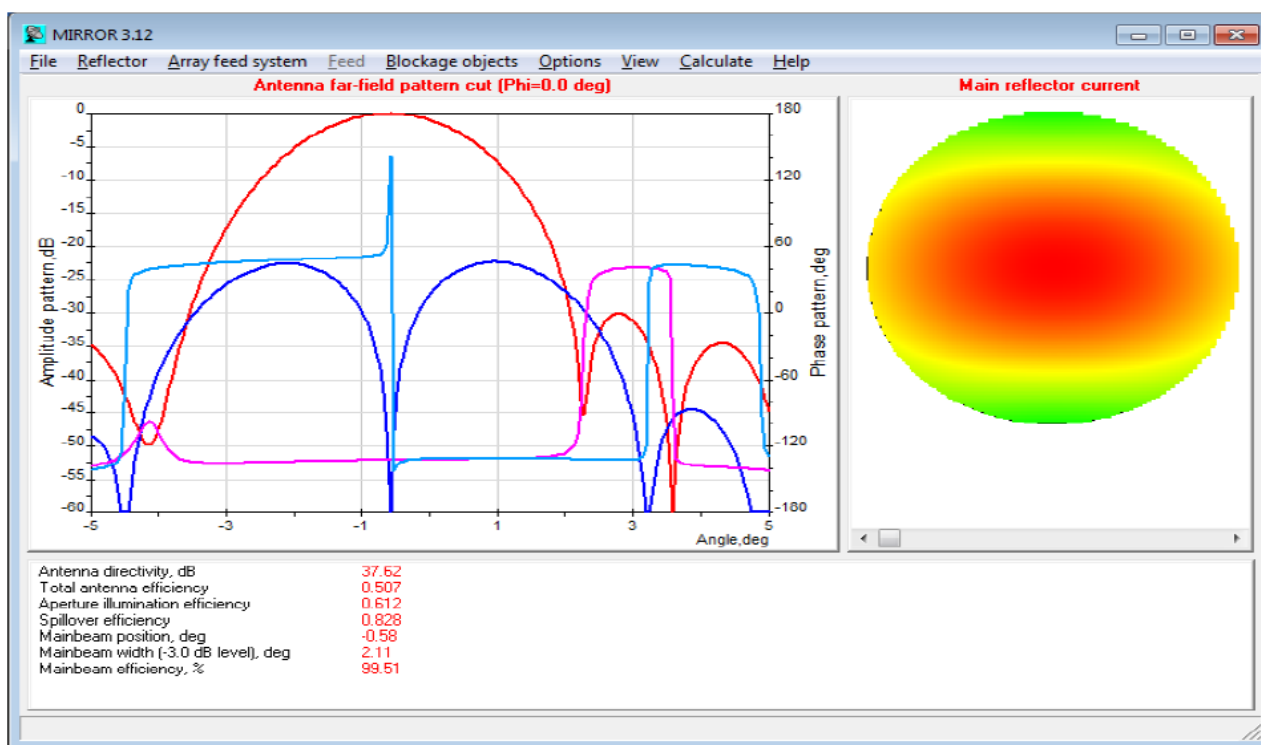


Рисунок А.4. ДС дзеркальної антени з фазовим розподілом в дальній зоні (ФЦ = 0). Зсув по осі Х: 0,5 см. Зміщення по осі Y: 0,5 см. Ширина ДС за рівнем - 3 дБ: 2,11 градуса. КП 37,62 дБ

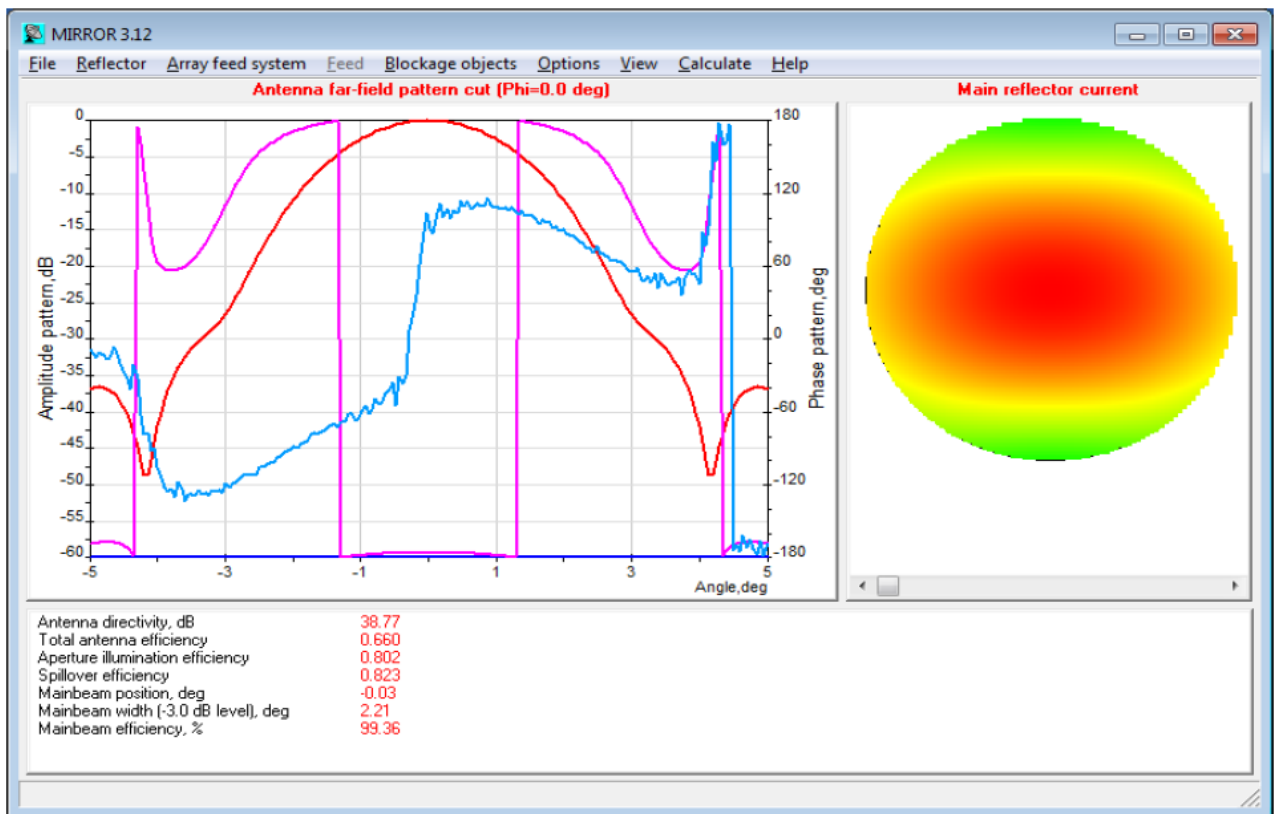


Рисунок А.5. ДС дзеркальної антени з фазовим розподілом в дальній зоні ($\Phi_C = 0$). Зсув по осі X: 0 см. Зміщення по осі Y: 0 см. Зміщення по осі Z: 0,5 см. Ширина ДС за рівнем - 3 дБ: 2,21 градуса. КП 38,77 дБ

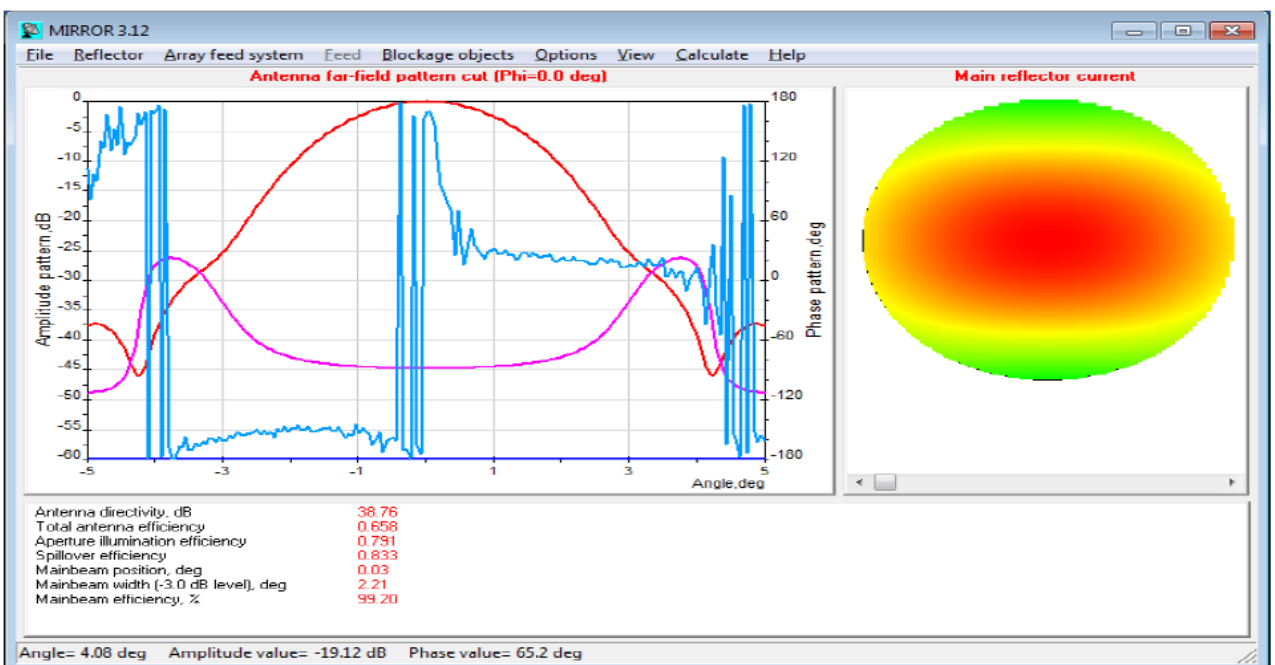


Рисунок А.6. ДС дзеркальної антени з фазовим розподілом в дальній зоні ($\Phi_C = 0$). Зсув по осі X: 0 см. Зміщення по осі Y: 0 см. Зміщення по осі Z: -0,5 см. Ширина ДС за рівнем - 3 дБ: 2,21 градуса. КУ 38,76 дБ

Додаток Б. Лістинг ПРОГРАМИ

```
clear all; clc; close all; % Підготовка середовища
% ПОЧАТКОВІ ДАНІ
deg = 0.01745; % Радіанах в одному градусі
L = 105; % Діаметр розкриття одного елемента, см
lambda = 3; % Довжина хвилі, см
B = 2 * pi / lambda; % Постійний коефіцієнт хвилі
O = 100000; % Кількість відліків
N = 8; % Число елементів
t = linspace (deg*2rad (85), deg*2rad (95), O); % Розглянутий масив кутів
D = abs (0.5 * B * L * cos (t)) . \ Abs (sin (0.5 * B * L * cos (t))); % Діаграма спрямованості одного елемента
% F = abs (sin (t))% Тестова функція
figure (1); % Вікно графіка
plot (rad2deg (t), 10 * log10 (abs (D))); % Графік
grid on % Сітка
title ('ДС одного елемента'); % Заголовок
sigma = 3.08331; % СКО
a0 = 7.97995 * 10 ^ 3; % Коефіцієнт підсилення елемента з нормальним ФЦ
% КООРДИНАТИ ЕЛЕМЕНТІВ
d1 = L + sigma;
d2 = 2 * (L + sigma);
d3 = 3 * (L + sigma);
d4 = 4 * (L + sigma);
d5 = 5 * (L + sigma);
d6 = 6 * (L + sigma);
d7 = 7 * (L + sigma);
d8 = 8 * (L + sigma);
% МНОЖИТЕЛЬ Д
A = sqrt (((a0 * cos (B * d1 * cos (t))) + a0 + (a0 * cos (B * d2 * cos (t))) + (a0 * cos (B * d3 * cos (t))) + (a0 * cos (B * d4 * cos (t)))
+ (a0 * cos (B * d5 * cos (t))) + (a0 * cos (B * d6 * cos (t))) + (a0 * cos (B * d7 * cos (t))) + (a0 * cos (B * d8 * cos (t)))) . ^ 2 + ((a0
* sin (B * d1 * cos (t))) + (a0 * sin (B * d2 * cos (t))) + (a0 * sin (B * d3 * cos (t))) + (a0 * sin (B * d4 * cos (t))) + (a0 * sin (B * d5
* cos (t))) + (a0 * sin (B * d6 * cos (t))) + (a0 * sin (B * d7 * cos (t))) + (a0 * sin (B * d8 * cos (t)))) . ^ 2);
figure (2);
plot (rad2deg (t), 10 * log10 (abs (A)));
grid on
title ('Множник ДС');
figure (3);
plot (rad2deg (t), abs (A) . * abs (D));
grid on
title ('Сумарна ДС по теоремі множення');
122
figure (4);
plot (rad2deg (t), 10 * log10 (abs (A) . * abs (D)));
grid on
title ('ДС еквідистантним ФАР, дБ');
figure (5);
plot (rad2deg (t), 10 * log10 ((abs (A) . * abs (D)) / max ((abs (A) . * abs (D)))));
grid on
title ('Нормована ДС еквідистантним ФАР, дБ');
figure (6);
plot (rad2deg (t), 10 * log10 ((abs (A) . * abs (D)) / max ((abs (A) . * abs (D)))) , rad2deg (t), 10 * log10 ( abs (D)));
grid on
title ('ДС еквідистантним ФАР і одного елемента, дБ');
% K = linspace (-8 * lambda / 2, 8 * lambda / 2, 8); % Масив координат в межах АР
K = [-7.2891 1.7855 -5.4229 0.25 0.4943 -2.7188 3.4278 -0.1948]; % Масив випадкових чисел
% Координати нееквідистантної ФАР
e1 = K (1);
e2 = L + K (1) + K (2);
e3 = 2 * L + K (1) + K (2) + K (3);
e4 = 3 * L + K (1) + K (2) + K (3) + K (4);
e5 = 4 * L + K (1) + K (2) + K (3) + K (4) + K (5);
e6 = 5 * L + K (1) + K (2) + K (3) + K (4) + K (5) + K (6);
e7 = 6 * L + K (1) + K (2) + K (3) + K (4) + K (5) + K (6) + K (7);
e8 = 7 * L + K (1) + K (2) + K (3) + K (4) + K (5) + K (6) + K (7) + K (8);
e1 = K (1);
% КУ підсилення окремих елементів нееквідистантної ФАР
% B1 = db2mag (38.88);
% B2 = db2mag (39.01);
```

```

% B3 = db2mag (38.94);
% B4 = db2mag (39.02);
% B5 = db2mag (39.02);
% B6 = db2mag (38.99);
% B7 = db2mag (38.98);
% B8 = db2mag (39.02);
b1 = 10. ^ (38.88 / 10);
b2 = 10. ^ (39.01 / 10);
b3 = 10. ^ (38.94 / 10);
b4 = 10. ^ (39.02 / 10);
b5 = 10. ^ (39.02 / 10);
b6 = 10. ^ (38.99 / 10);
b7 = 10. ^ (38.98 / 10);
b8 = 10. ^ (39.02 / 10);
% МНОЖНИК НЕЕКВІДИСТАНТНОЇ ФАР
An = sqrt (((b1 * cos (B * e1 * cos (t))) + (b2 * cos (B * e2 * cos (t))) + (b3 * cos (B * e3 * cos (t))) + (b4 * cos (B * e4 * cos (t))) +
(b5 * cos (B * e5 * cos (t))) + (b6 * cos (B * e6 * cos (t))) + (b7 * cos (B * e7 * cos (t))) + (b8 * cos (B * e8 * cos (t))))). ^ 2 + ((b1 *
sin (B * e1 * cos (t))) + (b2 * sin (B * e2 * cos (t))) + (b3 * sin (B * e3 * cos (t))) + (b4 * sin (B * e4 * cos (t))) + (b5 * sin (B * e5 *
cos (t))) + (b6 * sin (B * e6 * cos (t))) + (b7 * sin (B * e7 * cos (t))) + (b8 * sin (B * e8 * cos (t))))). ^ 2);
figure (7);
plot (rad2deg (t), mag2db ((abs (A). * abs (D)) / max ((abs (A). * abs (D))))), rad2deg (t), mag2db ((abs (An) . * abs (D)) / max ((abs
(An) . * abs (D))))), rad2deg (t), 10 * log10 (abs (D)));
grid on
title ( 'ДС нееквідистантної ФАР норм. дБ');
figure (7);
plot (rad2deg (t), 10 * log10 ((abs (A). * abs (D)) / max ((abs (A). * abs (D))))), rad2deg (t), 10 * log10 ( ( abs (An) . * abs (D)) / max
((abs (An) . * abs (D)))));
grid on
title ( 'Порівняння ДС еквідистантним і нееквідистантної ФАР, дБ');
xlabel ( 'Кут \ Theta (азимут), градуси');
ylabel ( 'Нормована амплітуда, дБ');
legend

```

```

x = xlsread ( 'DN.xlsx', 'A: A');
y1 = xlsread ( 'DN.xlsx', 'B: B');
y2 = xlsread ( 'DN.xlsx', 'D: D');
figure (1);
plot (x / 60, y1);
hold on;
plot (x / 60, y2);
DN8 = load ( 'DNFEKO8.txt');
xx = DN8 (:, 1);
yy = DN8 (:, 2);
hold on;
plot (xx, yy);
grid on
title ( 'Порівняння теоретичної і експериментальної ДС восьмиелементної решітки');
xlabel ( 'Кут \ Theta (азимут), градуси');
ylabel ( 'Нормована амплітуда, дБ');
legend ( 'Теоретична (FEKO)');

```

```

DN8 = load ( 'DNFEKO8.txt');
x1 = DN8 (:, 1);
y1 = DN8 (:, 2);
figure (1);
plot (x1, y1);
hold on;
DN8_2 = load ( 'DNFEKO8_2.txt');
x2 = DN8_2 (:, 1);
y2 = DN8_2 (:, 2);
hold on;
plot (x2, y2);
grid on
title ( 'Порівняння теоретичних ДС восьмиелементної решітки');
xlabel ( 'Кут \ Theta (азимут), градуси');
ylabel ( 'Нормована амплітуда, дБ');
legend

```

ВІДГУК

на кваліфікаційний проєкт
студента групи ТР-17-1 Іллі БУДНІКА

ДЗЕРКАЛЬНА АНТЕННА СИСТЕМА З КЕРОВАНОЮ ДІАГРАМОЮ СПРЯМОВАНOSTІ

Робота присвячена аналізу та розробці нееквідистантної фазованої антенної решітки наземного базування, призначеної для космічних досліджень в області пошуку і виявлення малогабаритних об'єктів, що знаходяться на навколоремній орбіті.

Метою даної роботи є аналіз технологічних параметрів антенних решіток, опис математичної моделі та проведення комп'ютерного моделювання.

В рамках виконання даної роботи були виконані численні електродинамічні і математичні розрахунки, проведено порівняльний аналіз і обрана оптимальна структура суматора НВЧ потужності для живлення антенної решітки, а також було визначено АФР її елементів.

Дана робота показує переваги використання ФАР замість радіотелескопу, а також демонструє економію площі НФАР в порівнянні з еквідистантними антенними ґратами, а також вивчена можливість руйнувати періодичну структуру еквідистантних ФАР шляхом нахилу випромінювачів окремих елементів.

Під час роботи над кваліфікаційним проєктом Ілля БУДНІК виконав детальний аналіз вітчизняної, закордонної технічної літератури та патентних матеріалів, що дозволило прийняти оптимальні рішення під час виконання роботи.

Під час виконання роботи Ілля БУДНІК проявив креативність, ініціативність, старанність, наполегливість, здатність та вміння застосовувати набуті знання для вирішення складних завдань, обізнаність у сучасних системних та інформаційних технологіях.

Кваліфікаційний проєкт виконано на високому технічному рівні, він має безперечну актуальність в області сучасних телекомунікацій, а студент Ілля БУДНІК заслуговує оцінки **«відмінно»**.

Керівник:
к.т.н., доцент



Леся КАРПОВА

РЕЦЕНЗІЯ

на бакалаврський кваліфікаційний проєкт

тема: «Дзеркальна антенна система з керованою діаграмою спрямованості»

студента групи ТР-17-1 Іллі БУДНІКА

Проблема розробки антен з електронним скануванням завжди зводиться до вибору числа випромінювачів і зміни їх розміщення, а також розробки фазообертачів, керуючих фазою електромагнітної хвилі в випромінювачі і місцем їх установки. До теперішнього часу все більше застосування знаходять електронні фазообертачі, а також цифрові антенні решітки, ідеологія яких в корені відрізняється від теорії ФАР і передбачає застосування АЦП замість традиційних фазообертачів.

Чітко сформульоване технічне завдання: це розрахунок антенної решітки, в якій можливе руйнування періодичної структури розташування елементів, синтез і побудова макета НФАР з восьми параболічних антенних елементів в Х-діапазоні, а також отримання експериментальних даних, що підтверджують ряд теорій.

Дана робота показує переваги використання ФАР замість радіотелескопу, а також демонструє економію площі НФАР в порівнянні з еквідистантними антенними ґратами, а також вивчена можливість руйнувати періодичну структуру еквідистантних ФАР шляхом нахилу випромінювачів окремих елементів.

В цілому кваліфікаційний проєкт виконано на високому технічному рівні, він має безперечну актуальність в області сучасних технологій телекомунікацій, а студент Ілля БУДНІК заслуговує оцінки **«відмінно»**.

Опонент:

к.т.н., доцент кафедри

фізики та електротехніки

Олександр ЄРЬОМЕНКО

Завідувачу кафедри телекомунікацій
та радіотехніки
д.т.н., професору БОЙКУ Юлію
здобувача вищої освіти
БУДНІКА Іллі
ФПКТС, гр. ТР-17-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

25 травня 2021 р.
дата


підпис

Ім'я користувача:
Kafedra telekom_radiotechniki

ID перевірки:
1008197912

Дата перевірки:
06.06.2021 17:38:16 EEST

Тип перевірки:
Doc vs Internet

Дата звіту:
06.06.2021 17:43:02 EEST

ID користувача:
100005656

Назва документа: Буднік ІЮ. - TP-17-1

Кількість сторінок: 75 Кількість слів: 9562 Кількість символів: 71167 Розмір файлу: 7.03 MB ID файлу: 1008274100

Виявлено модифікації тексту (можуть впливати на відсоток схожості)

1.42% Схожість

Найбільша схожість: 0.36% з Інтернет-джерелом (<https://wikicom.ru/wiki/%D0%90%D0%BD%D1%82%D0%B5%D0%BD%..>)

1.42% Джерела з Інтернету

28

Сторінка 77

Пошук збігів з Бібліотекою не проводився

0% Цитат

Вилучення цитат вимкнене

Вилучення списку бібліографічних посилань вимкнене

0.72% Вилучень

Деякі джерела вилучено автоматично (фільтри вилучення: кількість знайдених слів є меншою за 8 слів та 0%)

0.72% Вилучення з Інтернету

1

Сторінка 78

Немає вилучених бібліотечних джерел

Модифікації

Виявлено модифікації тексту. Детальна інформація доступна в онлайн-звіті.

Замінені символи

12

Підозріле форматування

12
сторінок

РІШЕННЯ КАФЕДРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ ТА РАДІОТЕХНІКИ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Дзеркальна антенна система з керованою діаграмою спрямованості

Автор: Буднік Ілля Юрійович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: к.т.н., доцент Карпова Леся Вікторівна

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	-
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	відповідає
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

Підтвердження: Виявленні запозичення не є плагіатом так як розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження (є власні терміни, визначення тощо), складають 1,42% та мають посилання на приведений список літературних джерел.

«06» червня 2021 р.

Науковий керівник

Завідувач кафедру ТР

Леся КАРПОВА

Юлій БОЙКО