

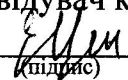
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Радіотехнічний факультет
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра радіоконструювання та виробництва радіоапаратури
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК 621.396.44

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри
 Є.А. Нелін
(підпис) (ініціали, прізвище)

“19” 12 2019 р.

Магістерська дисертація

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка
за освітньою програмою (спеціалізацією) Інтелектуальні технології
мікросистемної радіoeлектронної техніки (код і назва спеціальності)

на тему: Ультранизкочастотні фазові антени;
решітки на основі гнз-зв'язаних усталів
з інтегрованим схемою підсилення

Виконав (-ла): студент (-ка) 2 курсу, групи РІ-81 мп
(шифр групи)

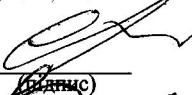
Сарагов Євген Михайлович
(прізвище, ім'я, по батькові)


(підпис)

Науковий керівник д.т.н., проф. Дубровка Р.Р.
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)


(підпис)

Консультант з охорони праці к.т.н., доцент Каштанов С.Ф.
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)


(підпис)

Рецензент к.т.н., доцент Чисельський Р.О.
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)


(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.
Студент Є. Сарагов
(підпис)

Київ – 2019 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»

Факультет (інститут) радіотехнічний факультет
(повна назва)

Кафедра радіоконструювання та виробництва радіоапаратури
(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною
програмою

За спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

За освітньою програмою (спеціалізацією) Інтелектуальні технології
мікросистемної радіoeлектронної техніки

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

С. А. Нелін
(ініціали, прізвище)

02 вересня 2019р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Сарагову Євгену Михайловичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Вибір широкосмугові формовані
антенні решітки на основі тісно-зв'язаних
диполів з інтегрованою схемою живлення

науковий керівник дисертації д.т.н. проф. Дубровина Р.Р
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «12» листопада 2019 р. № 3881с

2. Строк подання студентом дисертації 16. 12. 2019р.

3. Об'єкт дослідження процеси поширення та випромінювання
електромагнітних хвиль формованими
антенними решітками

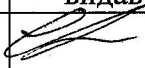
4. Предмет дослідження (вихідні дані для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою) характеристики узгодження, скоювання та випробіювання електричних машин з вимірюваннями та періодичними токами розрізаними, з вимірюваннями, ФАР на особі, з вимірюваннями, з вимірюваннями, з вимірюваннями

5. Перелік завдань, які потрібно розробити детальний опис існуючих технологій, характеристик узгодження (КЕХН) діаграм спрямованості ФАР, керування, вибір випробіювання у режимі часу

6. Орієнтовний перелік ілюстративного (графічного) матеріалу Презентація

7. Орієнтовний перелік публікацій _____

8. Консультанти розділів дисертації*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
З охорони праці	Каштанов С.Ф., доцент, к.т.н.		

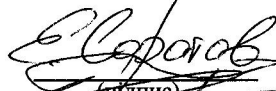
9. Дата видачі завдання 02 вересня 2019 року

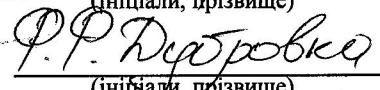
Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
	Огляд існуючих рішень	02.09.2019 - 16.09.2019	
	Аналіз технічних рішень	16.09.2019 - 20.09.2019	
	Проектування ФАР	30.09.2019 - 14.10.2019	
	Дослідження характеристик	14.10.2019 - 04.11.2019	
	Охорона праці	04.11.2019 - 15.11.2019	
	Створення проекту	15.11.2019 - 30.11.2019	

Студент

Науковий керівник дисертації


(підпис)


(ініціали, прізвище)

(ініціали, прізвище)

* Консультантом не може бути зазначено наукового керівника

РЕФЕРАТ

Обсяг пояснювальної записки магістерської дисертації (МД) становить 85 сторінок, які включають в себе 4 розділи, 46 ілюстрацій, 1 таблицю, 1 додаток та 31 бібліографічних найменувань за переліком джерел посилань.

Ключові слова: ультраширокосмугові фазовані антенні решітки, сильно-зв'язані дипольні елементи ФАР, тонкопрофільні ФАР, сектор сканування, інтегроване живлення, частотно-селективні поверхні, КСХН, ефективність випромінювання

Створення тонкопрофільних $(0,1\lambda)$ ультраширокосмугових (із перекриттям по частоті 6:1 і більше) багатофункціональних (радар, радіоелектронна розвідка, радіоелектронне подавлення) фазованих антенних решіток із широким кутовим сектором сканування ($\pm 60^\circ$) є однією з найбільш актуальних напрямків розвитку сучасної радіотехніки.

Мета роботи — провести дослідження та оптимізацію характеристик узгодження, випромінювання та сканування тонкопрофільної ультраширокосмугової фазованої антенної решітки на основі сильно-зв'язаних дипольних елементів з інтегрованим живленням.

Об'єкт дослідження — процеси поширення та випромінювання електромагнітних хвиль фазованими антенними решітками.

Предмет дослідження — характеристики узгодження, сканування та випромінювання електромагнітних хвиль скінченними та періодичними тонкопрофільними ультраширокосмуговими фазованими антенними решітками на основі сильно-зв'язаних дипольних елементів з інтегрованим живленням

ANNOTATION

The master thesis consists of 85 pages, includes 4 sections, 46 illustrations, 1 tables, 1 annex and 31 bibliographic titles.

Key words: Ultra-wideband phased array, tightly-coupled dipole array, low-profile phased array, integrated feed, frequency selective surfaces, VSWR, efficiency,

The creation of low-profile ($0,1\lambda_l$) ultra-wideband (with a frequency overlap 6:1 or more) multifunctional (radars, radioelectronic reconnaissance, radioelectronic suppression) phased array antennas with a wide angular scanning sector ($\pm 60^\circ$) is one of the most relevant directions of development of modern radio engineering.

The purpose of work is to conduct research and optimization of the matching, emission and scanning characteristics of a low-profile ultra-narrow-band phased antenna array based on highly coupled dipole elements with integrated power supply.

Object of research — processes of propagation and emission of electromagnetic waves by phased antenna arrays.

Subject of research — characteristics of matching, scanning and emission of electromagnetic waves by finite and periodic low-profile ultra-wideband phased array antennas based on tightly-coupled dipole elements with integrated feed.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
до магістерської дисертації

на тему: Ультраширокосмугові фазовані антенні решітки на основі тісно-
зв'язаних диполів з інтегрованою схемою живлення.

Київ — 2019 року

ЗМІСТ

Перелік скорочень	3
Вступ	4
1 Ультраширокосмугові тонкопрофільні фазовані антенні решітки. Огляд.	5
1.1 Широкосмугові решітки над поверхнею заземлення	5
1.2 Огляд існуючих технологій.....	7
1.2.1 Профільовані щілинні випромінювачі.....	8
1.2.2 Тісно-зв'язані та з'єднані решітки.....	10
1.2.3 Аналіз методом еквівалентних схем.....	11
1.3 Елементи дипольного типу	13
1.4 Діелектричні шари навантаження і підкладки	18
2 Проектування фазованої антенної решітки на основі сильно-зв'язаних вібраторів.....	21
2.1 Моделі та наближення.....	21
2.1.1 Модель нескінченної решітки	21
2.1.2 Умови періодичності	24
2.1.3 Діаграма спрямованості ФАР.....	26
2.2 Проектування ФАР.....	28
2.2.1 Тісно-зв'язані диполі	29
2.2.2 Схема живлення.....	30
2.2.3 Подвійний шар FSS	30
2.2.4 Моделювання у CST MWS.....	30
3 Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	48

3.1 Визначення основних потенційно шкідливих та небезпечних виробничих факторів при виконанні науково-дослідної роботи	48
3.2 Технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії	49
3.2.1 Електробезпека	49
3.2.2 Правила безпеки під час експлуатації електронно-обчислювальних машин	51
3.2.3 Організація оптимального режиму праці та відпочинку при використанні ЕОМ	51
3.2.4 Виробниче освітлення	54
3.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях	56
3.3.1 Обов'язки та дії персоналу при надзвичайних ситуаціях	56
3.3.2 Вимоги щодо організації ефективної роботи системи сповіщення персоналу у разі виникнення несприятливих умов	57
3.3.3 Пожежна безпека	58
4 Розробка стартап-проекту	60
4.1 Опис ідеї проекту	60
4.2 Технологічний аудит ідеї проекту	61
4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту	63
4.4 Розроблення ринкової стратегії проекту	68
4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту	69
Висновки за розділом	72
Висновки	73
Перелік джерел посилань	74
Додаток Б	78

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ФАР — фазована антенна решітка

ДС — діаграма спрямованості

TCDA — Tightly-Coupled Dipole Array

TCA — Tightly Connected Array

UWB — Ultra Wide Band

VHF — Very High Frequency

UHF — Ultra High Frequency

FSS — Frequency Selective Surfaces

WAIM — Wide Angle Impedance Matching

PUMA — Planar Ultrawideband Modular Array

CSA — current sheet antenna

Саратов Є.М. РІ-81МП, 2019

ВСТУП

Бурхливий розвиток численних бездротових систем таких як ширококугові радіолокатори високої роздільної здатності, високошвидкісний мобільний і супутниковий зв'язок, системи радіопротидії та радіорозвідки вимагає створення ультраширококугових (*UWB — Ultra Wide Band*) фазованих антенних решіток (ФАР) з перекриттям по частоті від 2 до 10 та можливістю сканування у широкому секторі кутів ($\pm 60^\circ$). Крім того, бортові системи вимагають ультратонких ФАР (товщина $< 0,1\lambda_l$, де λ_l — довжина хвилі на нижній частоті робочого діапазону частот).

На сьогоднішній день опубліковано багато робіт пов'язаних із розробкою подібних *UWB* ФАР. Запропоновано новий клас антенних решіток, який називається сильно-зв'язані решітки (*TCA — Tightly Coupled Array*). Існує два основних типи *TCA*: перший заснований на використанні дипольних елементів із гальванічним зв'язком, а другий — на сильному ємнісному зв'язку.

Дослідження у магістерській дисертації зосереджені, головним чином, на *TCA*, що використовує сильний ємнісний зв'язок між елементами решітки. Розглянуто основні принципи функціонування та проектування *TCA*, наведено огляд останніх розробок в аналізі та проектуванні *TCA*, таких як аналіз еквівалентних схем, аналіз обмеження пропускної здатності, елементи масиву, схеми живлення, використання діелектричних шарів підкладок і навантажень тощо. Представлені найсучасніші *TCA*, а деякі останні *TCA*, про які повідомляється, порівнюються, узагальнюються та обговорюються. На прикладі проілюстровано методику і основні наближення, використані при проектуванні ФАР. Основну увагу приділено отриманню максимально досяжних кутів сканування та низького профілю *UWB TCA* з перекриттям по частоті не менше 6:1.

1 УЛЬТРАШИРОКОСМУГОВІ ТОНКОПРОФІЛЬНІ ФАЗОВАНІ АНТЕННІ РЕШІТКИ. ОГЛЯД.

Цей розділ присвячено огляду існуючої ультраширокопasmугової антенної технології, яка може забезпечити необхідну продуктивність у компактному та економічно-ефективному вигляді. На відміну від дзеркальних рефлекторних антен, ФАР можуть бути легко встановлені на поверхні наземного транспортного засобу, літака, супутника, безпілотного літального апарату, та створювати один або декілька електрично-керованих променів.

Особливий інтерес представляють ультратонкі ФАР, які можуть працювати в широкій смузі частот (із перекриттям 4:1 або більше) та можливістю сканування у дуже широкому секторі кутів ($\geq \pm 60^\circ$). UWB ФАР є ідеальним варіантом, оскільки їх направлені промені з високим коефіцієнтом підсилення дозволяють забезпечувати роботу на великих відстанях з великою роздільною здатністю та виконувати одночасно декілька функцій (радар, радіоелектронної розвідки, радіоелектронного подавлення).

1.1 Широкопasmугові решітки над поверхнею заземлення

Мініатюризація антен — це складна проблема, добре проілюстрована межами *Wheeler-Chu* [1], [2], що визначають максимально можливий коефіцієнт підсилення та пропускну здатність для будь-якої електрично малої антени. Оскільки зазвичай антени з великим коефіцієнтом підсилення не є електрично малими, обмеження *Wheeler-Chu* не може бути використано для оцінки обмеження пропускну здатності, вони стикаються з подібною проблемою мініатюризації. Так само, як зменшення електричного розміру малої антени матиме драматичний вплив на її коефіцієнт підсилення та пропускну здатність, розміщення антенного масиву в безпосередній близькості від провідної площини заземлення також істотно погіршить його продуктивність.

Причину цього явища можна зрозуміти, розглядаючи розподіл струмів в електрично-тонкій решітці розміщеній над земною площиною, як показано на рисунку 1.1.

Для масиву, що випромінює в напрямку z , випромінювальні струми повинні лежати в площині x - y . Віртуальні струми нижче земної площини — це дзеркальне зображення первинних струмів, що течуть у зворотному напрямку. Якщо масив досить товстий, ці уявні струми можуть не обов'язково погіршуватимуть продуктивність масиву. Насправді, якщо первинні струми знаходяться на висоті $\lambda/4$ над земною площиною, уявні струми додаються конструктивно, і решітка буде випромінювати ефективно.

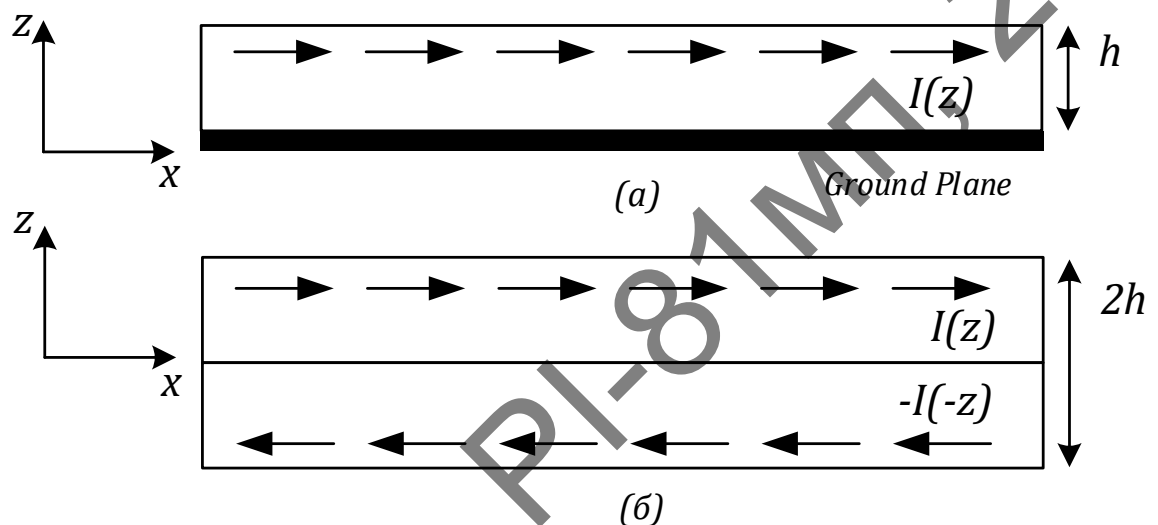


Рисунок 1.1 — (а) Електрично-тонка решітка розташована на висоті h над земною поверхнею. Коли решітка випромінює прямо у простір, випромінювальні струми горизонтально орієнтовані (б) Представлення решітки з використанням теорії уявних струмів.

Однак якщо решітка електрично-тонка ($h \leq \lambda/4$), первинні та уявні струми додаватимуться деструктивно, незалежно від того, наскільки складною може бути конструкція елементів решітки та неї самої. Тому в решітці тектимуть великі струми, однак, решітка випромінюватиме дуже мало потужності. Це відношення збереженої (реактивної) потужності до випромінюваної (реальної) потужності позначається коефіцієнтом якості (*quality factor*) або Q системи. Оскільки, як відомо, пропускна здатність імпедансу простого резонансного кола принципово обмежена його Q [3], тонкопрофільні решітки, розташовані над земною поверхнею, також мають основну межу пропускної здатності, що залежить від їх електричної товщини.

Корисним способом кількісної оцінки Q тонкопрофільної решітки є представлення площини заземлення як реактивне навантаження решітки. Коли решітка електрично тонка, площину заземлення можна моделювати за допомогою індуктивності L_{GP} паралельно під'єднану до опору випромінювання (*radiation*) R_{rad} , як зображено на рисунку 1.2. Розглянута таким чином, сама решітка може трактуватися просто як «чорний ящик» з відповідним імпедансом навантаження. Розглядаючи таку модель, теорія ланцюгів (*transmission line theory*) може бути використана для отримання фундаментальних обмежень у роботі будь-якої тонкопрофільної решітки.

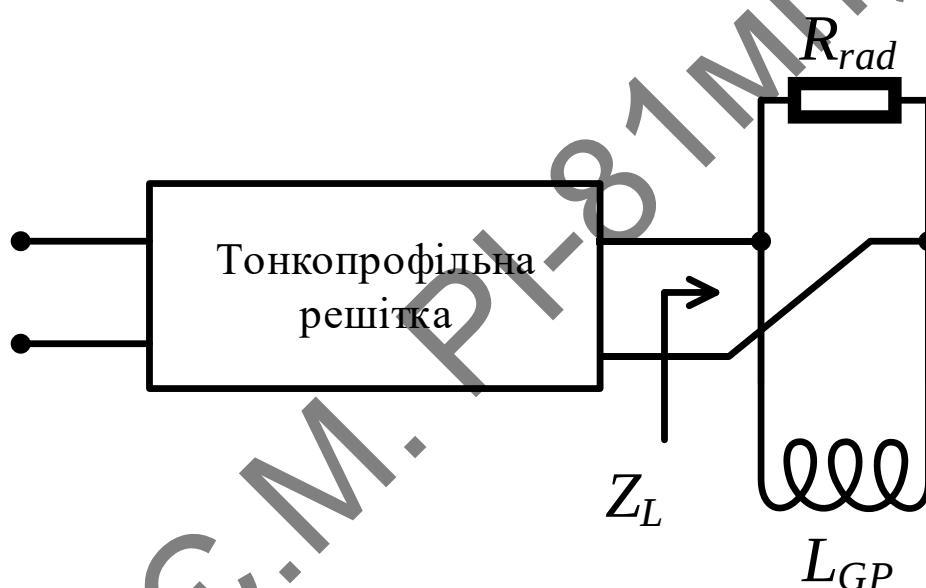


Рисунок 1.2 — Еквівалентна схема для тонкопрофільних решіток над поверхнею заземлення.

Ця парадигма аналізу та дизайну решіток, як проблема узгодження імпедансу є досить корисною і складає основу загального підходу до моделювання і проектування широкосмугових тонкопрофільних решіток.

1.2 Огляд існуючих технологій

На сьогоднішній момент розроблено ряд технологій ультраширокосмугових решіток, які вирішують описані вище проблеми, використовуючи різно-

манітні методи. У цій частині дисертації детально розглянуто кілька найпопулярніших типів широкосмугових решіток, їх принцип роботи та відносні сильні та слабкі сторони.

1.2.1 Профільовані щілинні випромінювачі

Як було показано на рисунку 1.2, обмеження пропускної здатності решіток, розташованих над поверхнею заземлення, є результатом індуктивності площини заземлення, що під'єднана паралельно опору випромінювання. Збільшивши ефективну індуктивність або зменшивши ефективний опір випромінювання, щоб реактивність, існуюча в точці живлення, була мінімізована. На практиці щілинна лінія передачі з експоненціальним профілем, розміщена між точкою живлення та вершиною решітки (див. рис. 1.5), може зменшити ефективний опір випромінювання.

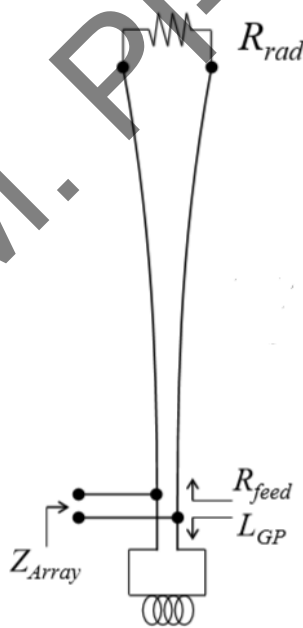


Рисунок 1.5 — Щілинна лінія передачі

Коли $R_{feed} \ll L_{GP}$ вхідний імпеданс Z_{Array} має в основному реальну складову і решітка може мати більшу пропускну здатність.

Елемент Вівальді

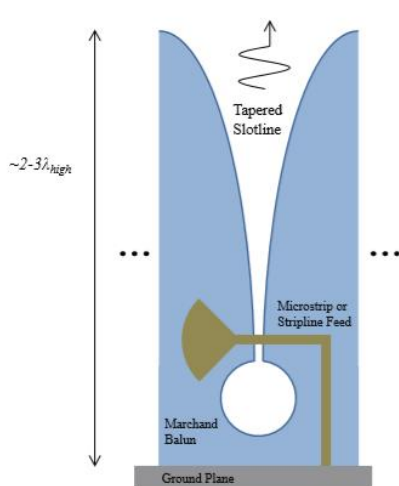


Рисунок 1.6 — Елемент Вівальді та решітка на його основі з [4]

Найпростішою реалізацією цього концепту є антена Вівальді (запропонована Гібсоном в [5]), що передбачає використання фольгованої міддю з обох сторін підкладки, що має невеликі втрати на НВЧ. Класична структура має у своєму складі випромінюючу щілину з експоненціальним профілем та ортогонально орієнтовану збуджуючу мікросмужкову лінію з радіальним шлейфом на кінці, що витравлена на протилежних сторонах діелектричної підкладки. Така геометрія дозволяє отримати перекриття по частоті 10:1 або більше, у досить широкому секторі кутів сканування $> 45^\circ$ [6], [7]).

Оскільки ефективна пропускна здатність перетворення імпедансу профільованого щілинного випромінювача визначається його довжиною, широкосмугові ФАР на основі елементів Вівальді мають досить велику товщину ($3-4\lambda_v$, де λ_v — довжина хвилі на верхній частоті робочого діапазону). Тому основним недоліком решіток на основі елементів Вівальді є те, що вони не тонкопрофільні. Окрім цього, антенні решітки на основі елементів Вівальді відрізняються високим рівнем крос-поляризації при скануванні. Це обумовлено тим, що наявні сильні вертикально орієнтовані струми, що течуть вниз по довжині щілини, перпендикулярній до площини решітки.

Балансна антиподальна антена Вівальді

Balanced Antipodal Vivaldi Array (BAVA) являє собою вдосконалений варіант стандартного дизайну антени Вівальді, що дозволяє зменшити деякі з ви-

щезазначених недоліків [8]. Замість того, щоб використовувати просту щілину, випромінюючий елемент *BAVA* має форму «вуха кролика», яка забезпечує плавний перехід між мікросмушковим каналом та випромінюючими елементами, як показано на рисунку 1.7. Тому *BAVA* не потребує окремої секції живлення (балуна), що зменшує її загальну висоту. Більше того, додаткові ступені свободи, що визначаються формою випромінюючого елемента, дозволяють в подальшому зменшити товщину, так що *BAVA* має товщину лише $\lambda/2$ на найвищій частоті робочого діапазону. Однак це зменшення товщини призводить до відповідного зменшення пропускної здатності імпедансу порівняно зі стандартним елементом Вівальді.

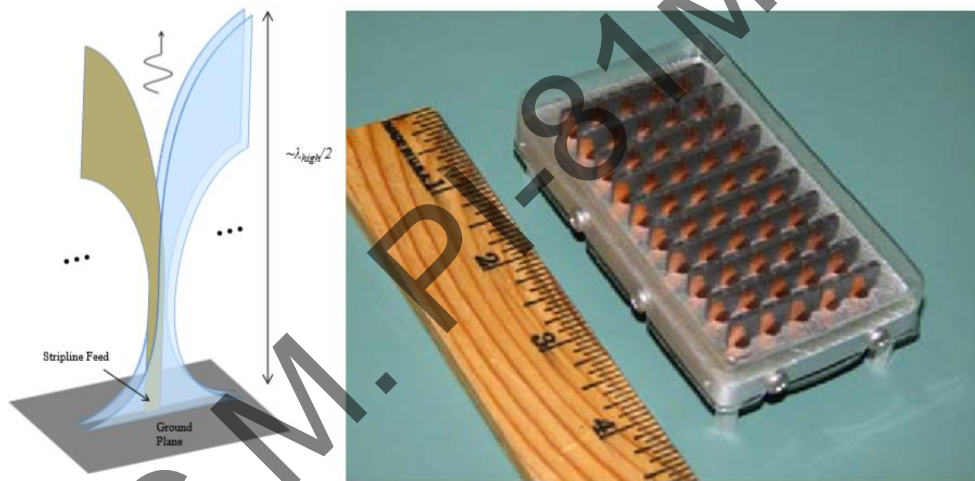


Рисунок 1.7 — *BAVA* розроблена в [9]

BAVA, що працює в ультраширокій смузі частот (із перекриттям 5:1), показано у [9]. В [10] продемонстровано *BAVA* з перекриттям 10:1, хоча і з досить високим $VSWR \leq 4$ при скануванні до 45° .

1.2.2 Тісно-зв'язані та з'єднані решітки

У той час профільовані щілинні випромінювачі, такі як *Vivaldi* та *BAVA*, в першу чергу використовують вертикальний розмір, щоб досягти широкосмугової продуктивності, тісно зв'язані дипольні решітки (*TCDA* — *Tightly Coupled Dipole Array*) та з'єднані решітки (*TCA* — *Tightly Connected Array*) використовують горизонтальний розмір для взаємного з'єднання.

Щоб краще зрозуміти принцип функціонування TCDA розглянемо декілька аналітичних моделей, схожих на ті, що розглянуто у п 1.1.

1.2.3 Аналіз методом еквівалентних схем

У розробці ультраширокосмужових ФАР метод еквівалентних схем є дуже потужним інструментом аналізу. Цей метод дає можливість зрозуміти (уявити) сутність фізичних процесів (явищ), що відбуваються всередині досліджуваної структури і корегувати (керувати ними) їх.

Б. Мунк запропонував спрощену еквівалентну схему тісно-зв'язаних дипольних структур розташованих над провідною поверхнею заземлення. Запропонована схема може пояснити принцип того, як нижня межа робочого діапазону решітки на основі тісно-зв'язаних вібраторів розташованих над поверхнею заземлення може бути розширена.

Еквівалентна схема отримана шляхом аналізу нескінченної решітки, не враховуючи крайового ефекту скінченної решітки.

Для одного елемента нескінченної решітки площину заземлення можна розглядати як короткозамкнену лінію передачі паралельно з'єднану з вхідним імпедансом диполя, як показано на рисунку 1.8

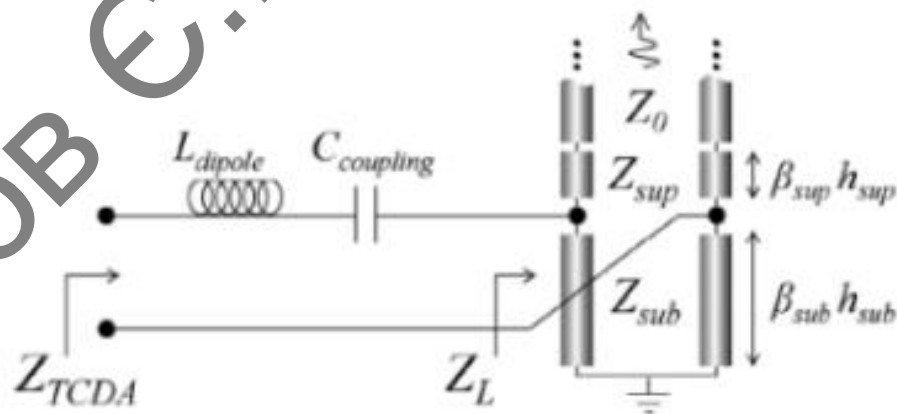


Рисунок 1.8 — Еквівалентна схема Мунка [12]

На низьких частотах, відстань від поверхні заземлення до диполя зазвичай менше ніж $\lambda/4$ та опір є індуктивним. Опір випромінювання не є великим,

близький до нуля, тому що паралельна індуктивність заземлення пропорціональна частоті. Щоб компенсувати індуктивність заземлення і розширити нижню межу робочого діапазону, ємнісний зв'язок між сусідніми елементами необхідно збільшити. Варто зазначити, що еквівалентна схема є лише спрощеним варіантом, який може бути використаний для пояснення фізичного феномену і не може бути використана для отримання фактичних обчислювальних значень.

В [13] автори запропонували вдосконалену модель еквівалентної схеми для тісно-з'єднаних дипольних структур (TCDA), що дала змогу описати поведінку решітки в більш широкій смузі частот на відміну від схеми Мунка. Вдосконалену еквівалентну схему зображено на рисунку 1.9.

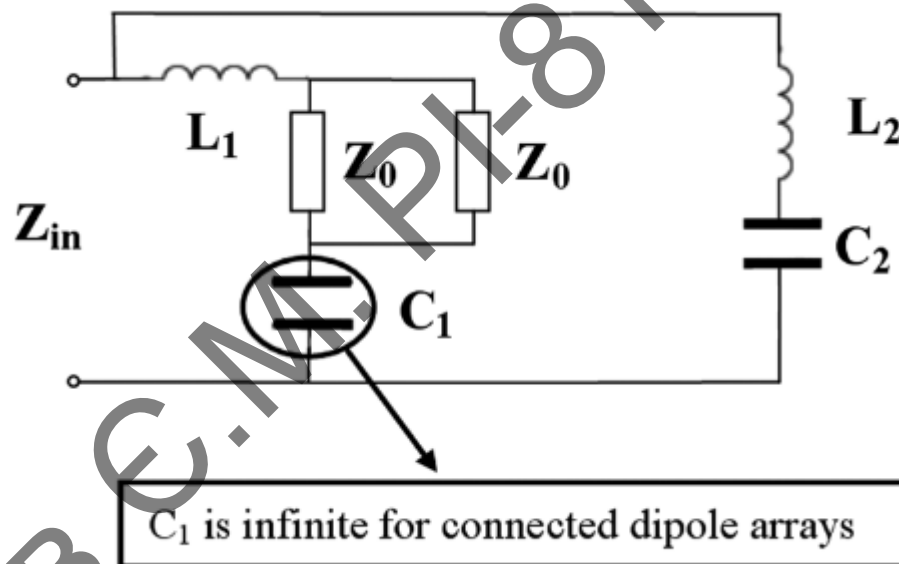


Рисунок 1.9 — Вдосконалена еквівалентна схема для з'єднаних та тісно-зв'язаних дипольних решіток [10]

На рисунку 1.9 як і в схемі Мунка, L_1 — власна індуктивність диполів та C_1 — ємність зв'язку між сусідніми елементами, Z_0 характеристичний опір напівнескінченного простору; Ємність C_2 та індуктивність L_2 компоненти що додані до еквівалентної схеми Мунка.

1.3 Елементи дипольного типу

Більшість елементів для плоских *TCA* мають геометрію, отриману з диполя. Хоча вони мають різну форму, їх основні властивості однакові. Вони є структурами з резонансною довжиною $\lambda/2$. Пропускна здатність ізольованого диполя не є широкою, застосовуються методи розширення пропускної здатності, типова пропускна здатність коливається в межах 10% – 30%, але набагато ширша смуга пропускання можлива для *TCDA*. Елемент *TCDA* зазвичай має розмір приблизно $\lambda/2$ при найвищій робочій частоті і розміщується над землею площиною приблизно на відстані $\lambda/4$ на центральній частоті. Форма та розташування елементів, які визначають власну індуктивність і ємність зв'язку елементів, можуть бути оптимізовані вищезгаданими моделями еквівалентних схем.

TCDA Мунка та корпорації *Harris Corporation*, представлені в [14], [15], що є першою практичною реалізацією концепції "current sheet" Уїлера, в якій прийнято прості диполі як елементи. Для реалізації зв'язку були введені міжпальцеві конденсатори між елементами. *TCA* в [14] має пропускну здатність близько 4:1 з $VSWR < 2:1$, пропускна здатність може бути додатково розширена до 7:1, за допомогою навантаження діелектричним матеріалом. Двополяризаційна *TCDA*, розрахована на роботу 2–18 ГГц, і *VHF/UHF TCDA* була продемонстрована в [15]. Для зразка з робочою частотою 2–18 ГГц смуга пропускання становить приблизно 9:1 ($VSWR < 3:1$).

Маючи вищезгадану *TCDA* в якості орієнтиру, група з Державного Університету Огайо розробила серію *TCA*, які зазвичай використовували диполі в якості елементів. У [12] дипольні елементи друкувались на вертикальних підкладках з метою інтеграції з компактними балансними лініями живлення Марчанда (*Marchand balun*), як показано на рисунку 1.10.

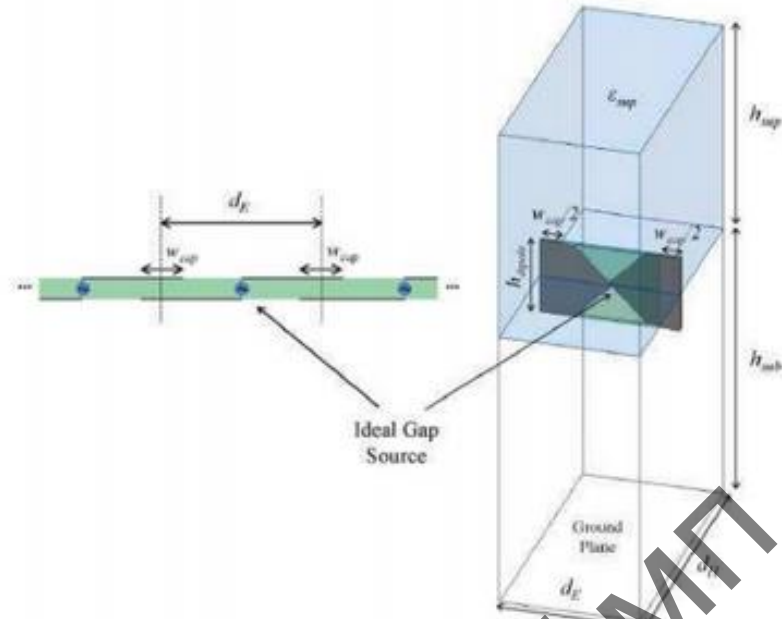


Рисунок 1.10 — Елемент представлений в [13]

Власна індуктивність диполя контролювалась висотою диполя над поверхнею заземлення (*GP* — *Ground Plane*), а ємність зв'язку створювалась перекриттям плечей диполя, які були надруковані на протилежних гранях друкованої плати. Розроблений *TCA* в [12] мав пропускну здатність 7,35:1 ($VSWR < 2,65:1$) при скануванні до $\pm 45^\circ$ в площинах *E* і *H*. Подібні вертикальні друковані диполі використовувались у [16] [17]. В [17] було досягнуто кращої пропускну здатності 6,1:1 (0,5–3,1 ГГц), $VSWR < 3,2$ при скануванні $\pm 75^\circ$ в площині *E*, $\pm 70^\circ$ в площині *D* і $\pm 60^\circ$ в площині *H*. В [18] плечі диполя були надруковані на одній поверхні вертикальної підкладки, а зосереджені або розподілені ємності використовувались як конденсатори зв'язку. Перевага вертикального друкованого диполя полягає в тому, що його легко інтегрувати зі схемою живлення. Тим часом горизонтально друкований диполь також широко використовується. В [19] розроблено низькопрофільний *TCDA*, що використовує резистивну частотно-селективну поверхню (*FSS* — *Frequency Selective Surfaces*) та діелектричне матеріал в якості навантаження. *TCDA* мала вигляд добре відомої антени «*bow-tie*», яку можна розглядати як антену дипольного типу, як показано на рис. 1.11.

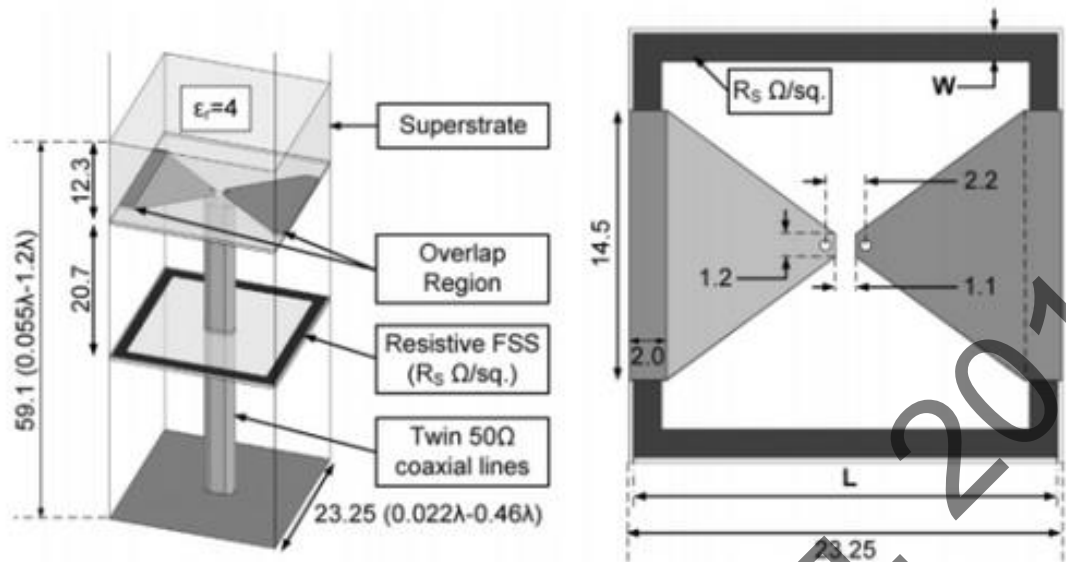


Рисунок 1.11 — Елемент запропонований в [19]

Резистивний *FSS* використовувався для придушення резонансу « $\lambda/2$ », індукованого земною площиною, і додатково розміщений діелектричний шар для зменшення резистивних втрат *FSS*. Запропонований масив досягає бажаних характеристик, таких як, дуже низький профіль ($0,055\lambda_l$, де λ_l являє собою довжину хвилі на найнижчій робочій частоті), пропускну здатність 21:1 та ефективність випромінювання більше 73% в усій смузі частот. На основі аналогічного елемента горизонтального дипольного типу були розроблені в [20] та [21] скануючі та двополяризаційні *TCDA*.

TCDA в [22] мав несиметричні горизонтальні дипольні елементи, які ввели з'єднання з новою кільцевою структурою, як показано на рис. 1.12.

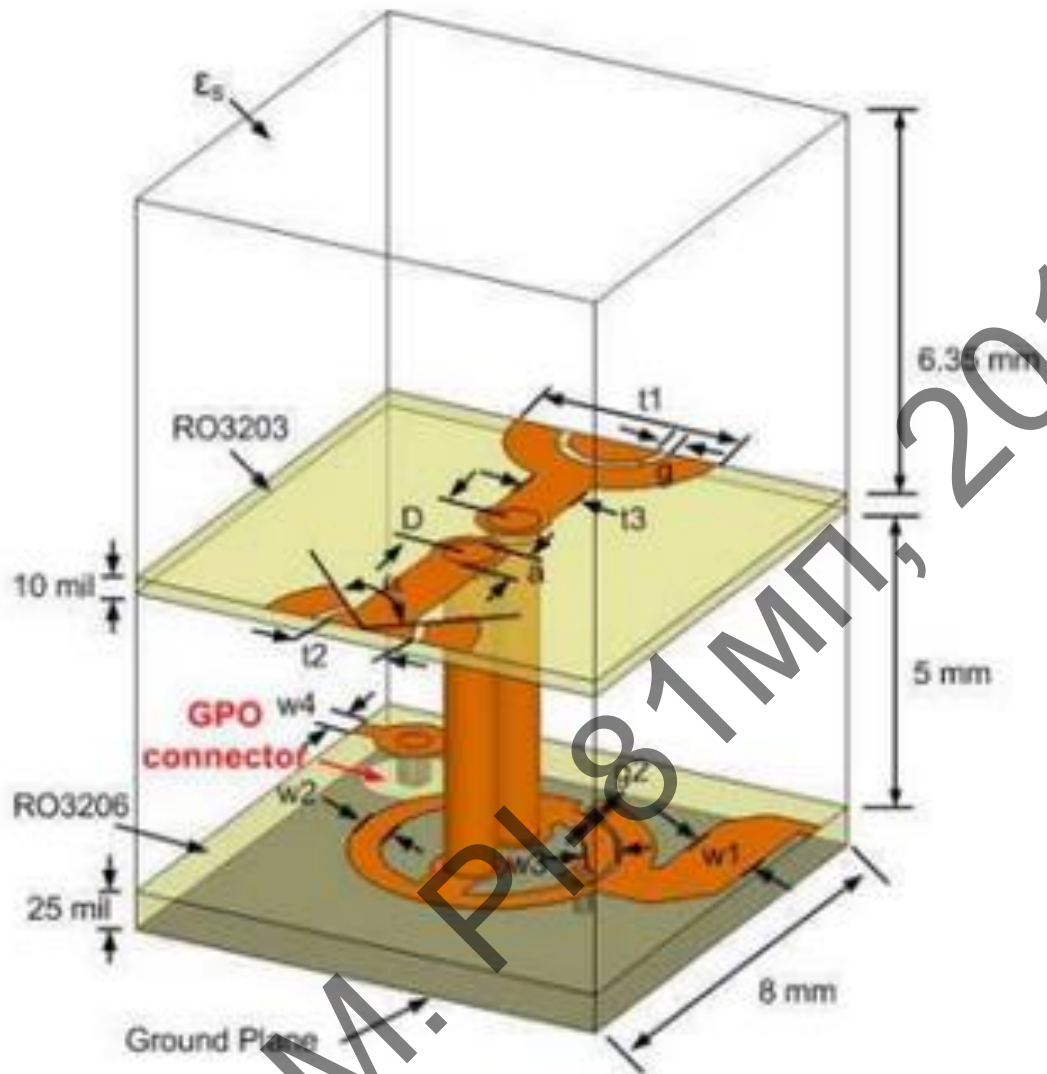


Рисунок 1.12 — Елемент запропонований в [19]

TCDA мала товщину $\lambda_l/8$ на найнижчій робочій частоті (8 ГГц), активний $VSWR \leq 2$ від 8–12,5 ГГц при скануванні до 70° та 60° в *E*- та *H*-площині відповідно.

Ціле сімейство *TCDA*, що називаються планарними ультраширокопasmовими модульними решітками (*PUMA* — *Planar Ultrawideband Modular Array*), використовує звичайні дипольні елементи [23], [24], [25]. Елемент решітки розроблений в [25] показано на рисунку 1.13.

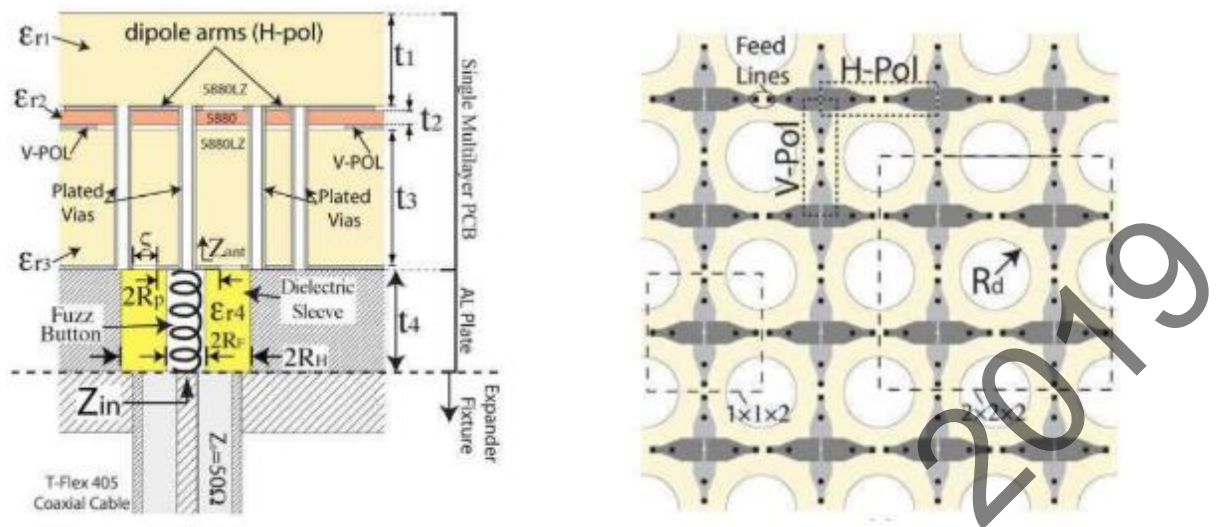


Рисунок 1.13 — Двополяризаційна *PUMA* розроблена в [25]

Форма і принцип з'єднання такі ж, як і у *TCDA* в [19], але для зменшення загального резонансу були запропоновані закоротувальні піни у вигляді металізованих отворів (*vias*), що з'єднують плечі диполя з земною площиною. Кожна решітка сімейства *PUMA* мала нову схему живлення, яка виключала потребу в складних структурах, таких як балуни, «кабельні органайзери» тощо. *PUMA* в [25] має активний $VSWR < 2,8$ у діапазоні 7–21 ГГц і здатна сканувати до 45° в площинах E і H .

Сильно-зв'язані восьмигранні кільцеві пари, які можна вважати варіантами диполів, були використані в [26] для розробки сімейства *TCA*, що називаються восьмигранними кільцевими антенами (*ORA* — *Octagonal Ring Antenna*). Цей тип решітки досягає пропускну здатності, що перевищує 3,3:1, максимальний кут сканування $\pm 45^\circ$ і низька вартість тощо. Конструкція [26] наведена на рис. 1.14, де спільне кільце використовувалося для реалізації подвійної поляризації та з'єднання між восьмигранними кільцевими парами здійснювалося за допомогою міжпальцевих конденсаторів.

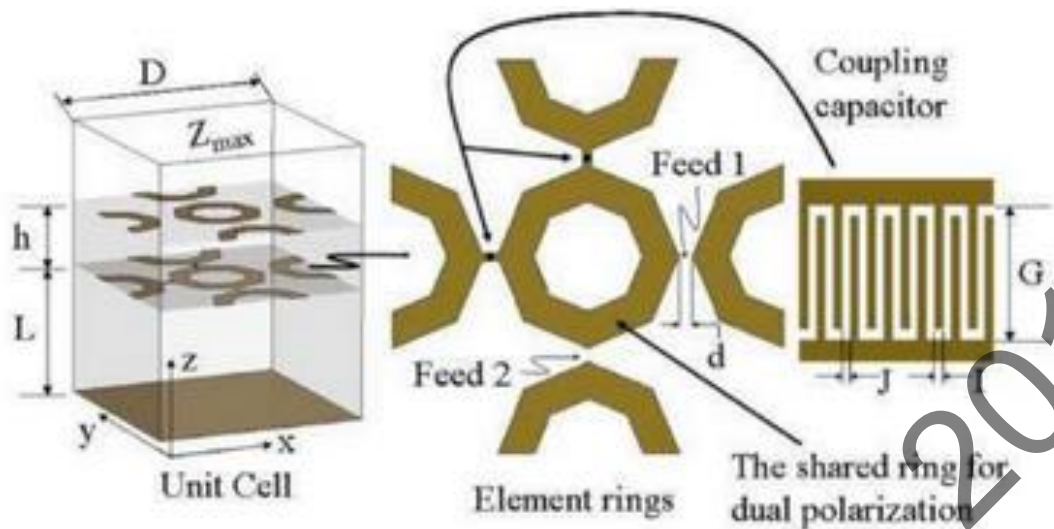


Рисунок 1.14 — Восьмигранна кільцева антенна запропонована в [23]

1.4 Діелектричні шари навантаження і підкладки

Коли концепція *TCA* була запропонована Мунком, він запропонував використовувати в якості навантаження діелектрики (*superstrate*), магнітні або резистивні підкладки (*substrate*) над площиною заземлення для подальшого збільшення пропускної здатності та обсягу сканування *TCDA*. Шар діелектрику над поверхнею решітки здатен зменшити коливання імпедансу та неузгодженість при скануванні. Цей тип навантаження ще називають шарами узгодження імпедансу широких кутів (*WAIM* — *Wide Angle Impedance Matching*). Резистивні підкладки вводяться для усунення резонансу « $\lambda/2$ », тим самим розширюючи верхню межу робочої смуги решітки [27]. Оскільки діелектричний шар *WAIM* є відносно об'ємним і важким, метаматеріальні або *FSS* шари навантаження замість діелектричних шарів застосовувались для зменшення ваги та покращення обсягу сканування *TCA* [17],[28],[26]. Нова конструкція навантаження, що складається з надрукованих на підкладці *FSS* для збільшення кутів сканування, як показано на рисунку 1.15, використана в конструкції *TCDA* і отримано вражаючий обсяг сканування 70° [17].

Технологія введення навантаження у вигляді резистивних шарів також широко застосовується в конструкціях *TCA* для розширення смуги пропускання імпедансу, ціною зменшення ефективності випромінювання.

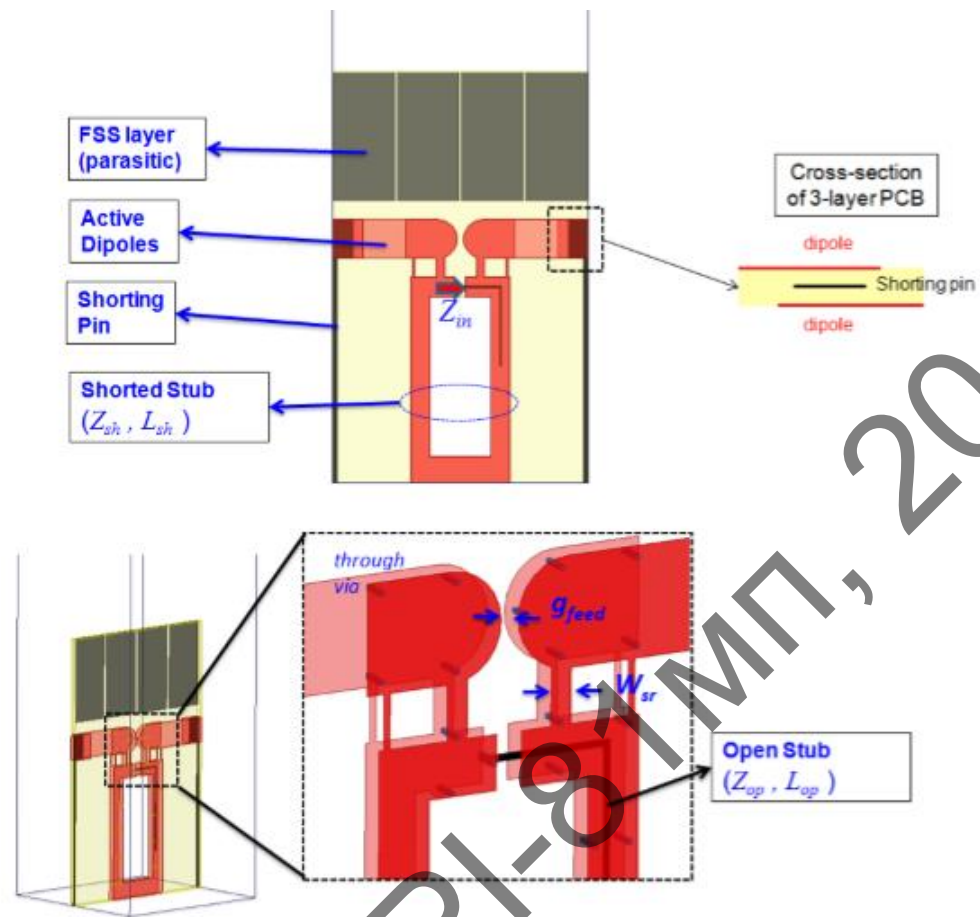


Рисунок 1.15 — Елемент з навантаженням *FSS* розроблений в [17]

У [19], резистивну *FSS* кільцевого типу замість резистивного шару розміщено між випромінюючим елементом і площиною заземлення, запропонована конструкція масиву досягає пропускної здатності 21:1 (нескінченна решітка) і досягає більше 73% ефективності випромінювання в робочій смузі частот. У роботі [17] автори використовували резистивне навантаження підкладки для збільшення пропускної здатності решітки та синергетично сконструйований діелектричний шар зверху, щоб мінімізувати втрати від резистивного навантаження (підтримуючи ефективність випромінювання). Досягнуто пропускну здатність 13,9:1 (нескінченна решітка, $VSWR < 2,4$).

Навантаження феритовими підкладками, як зображено на малюнку 1.6, зазвичай може ще більше покращити пропускну здатність. Завдяки високому характеристичному імпедансу цих матеріалів ефект площини заземлення може бути істотно зменшений, і є можливим досягнення ширини смуги пропускання 10:1 при куті сканування 60° [29]. Хоча пропускну здатність вражає,

ферити, як правило, важкі та об'ємні та вносять великі втрати на більш високих частотах.



Рисунок 1.16 — Щілинна решітка з феритовим навантаженням з [29]

2 ПРОЕКТУВАННЯ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ НА ОСНОВІ СИЛЬНО-ЗВ'ЯЗАННИХ ВІБРАТОРІВ

В цьому розділі розглянуто основні принципи моделювання і проектування тонкопрофільної ФАР. Описано загальні поняття і наближення що використовуються. Створено 3D моделі періодичної (нескінченної) та скінченної ФАР.

Детальний аналіз існуючих технологій *UWB* антенних решіток, проведений у попередньому розділі, дає можливість обрати структуру, яка у найбільшій мірі задовольнятиме умови технічного завдання, а саме:

- 1) Робочий діапазон частот 2–12 ГГц (перекриття 6:1)
- 2) Товщина решітки $d \leq 0,1\lambda_l$ (де λ_l — довжина хвилі на нижній частоті робочого діапазону)
- 3) $K_{СХН} \leq 3$
- 4) Ефективність елементу ФАР $\geq 0,75$
- 5) Діапазон сканування $\pm 60^\circ$

2.1 Моделі та наближення

Розглянемо основні поняття та наближення, що використовуються при проектуванні ФАР.

2.1.1 Модель нескінченної решітки

Кожен елемент ФАР має свій вхід (порт). Якщо ФАР має відносно невелику кількість елементів, то її можна аналізувати як деякий складний випромінювач, задаючи повністю геометрію структури. Однак на практиці розробляються ФАР, що містять багато тисяч елементів. Розміри такої антени складають багато довжин хвиль. Тому її повний аналіз потребує великих затрат на час розрахунку на комп'ютері, що ставить під питання подальшу оптимізацію і вибір найкращого рішення.

Вирішення цього протиріччя дає модель нескінченної ФАР. Очевидно, що будь-яка реальна структура, в тому числі ФАР, повинна мати кінцеві розміри.

Тому модель нескінченної ФАР не спроможна передати усі особливості реального прототипу. Але зазначимо, що можливо привести ряд міркувань, що виправдовують її використання.

Для цього розглянемо приклад ФАР, що показано на рисунку 4.1. Виділимо в ній деякий елемент, наприклад той, що знаходиться в початку системи координат.

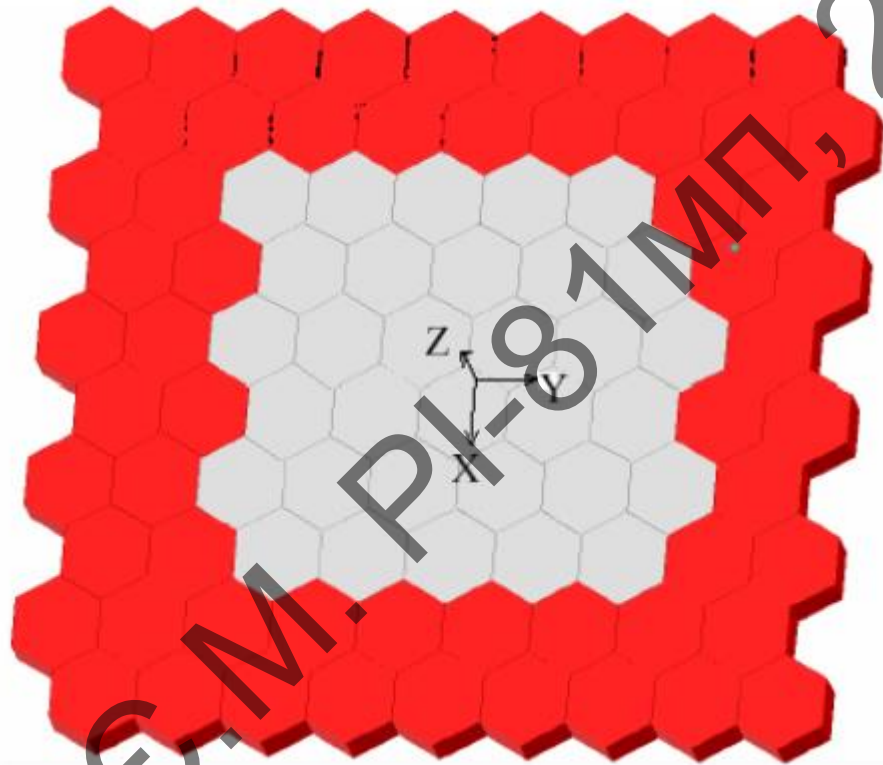


Рисунок 2.1 — Антенна решітка що складається з 9х10 елементів, в якій виділено 2 ряди елементів решітки, що оточують центральні 5х6 елементів.

Існує концепція функціонування ФАР, що заснована на понятті взаємних опорів (провідностей) елементів решітки. В рамках цієї концепції ФАР можна розглядати як багатополіусник, число входів якого співпадає з числом елементів решітки (див. рис. 2.2). Такий багатополіусник можна описати матрицею опорів, провідностей або матрицею розсіювання.

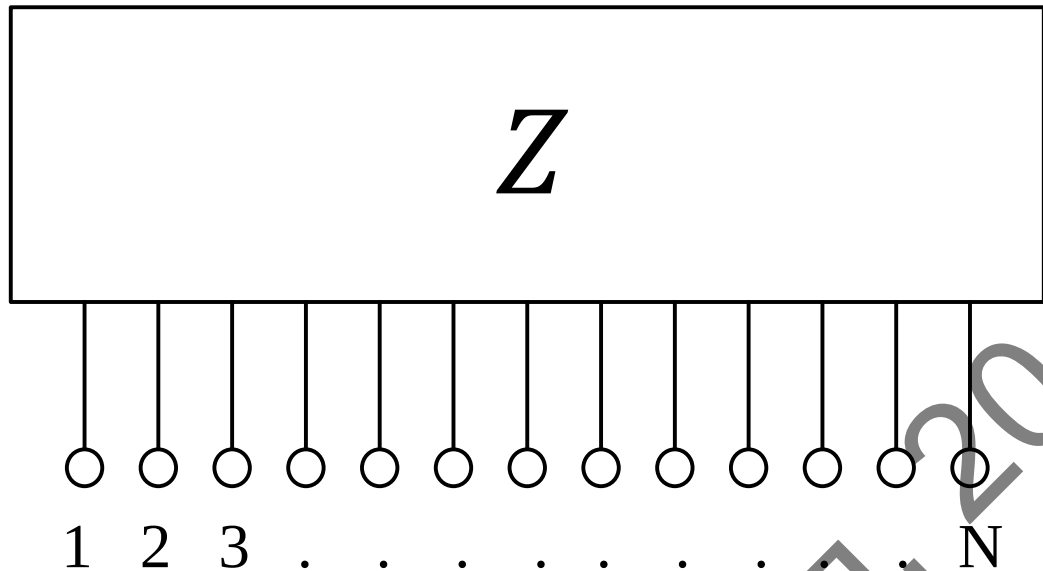


Рисунок 2.2 — Еквівалентна схема ФАР

Оскільки правила переходу від однієї матриці до іншої відомі, то всі способи опису еквівалентні. Найбільш поширена матриця опорів Z :

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix}$$

де елементи Z_{ii} — власний опір елементів решітки; Z_{ij} — взаємний опір.

Взаємні опори показують інтенсивність взаємодії різних елементів решітки. Так, елемент Z_{ij} показує, яку напругу на вході з номером j створює джерело струму, що підключене до входу з номером i . При цьому всі входи ФАР, окрім i -ого мають бути розімкненими, тобто на них має виконуватись умова холостого ходу.

Очевидно, що при віддаленні від активного входу з джерелом струму, напруга на пасивних входах буде зменшуватись. Це означає що значення елементів матриці Z зменшуються при віддаленні від головної діагоналі. Швидкість зменшення залежить від типу решітки. Якщо у площині решітки не існує поверхневих хвиль, то взаємні опори по модулю зменшуються обернено пропорційно відстані між елементами ФАР.

Таким чином, можна стверджувати, що при деякому віддаленні від елемента решітки що розглядається, елементів взаємодіючих з ним нема. Строго кажучи, вони завжди є, але їх взаємний опір дуже малий. Звертаючись

до рисунка 4.1 можна стверджувати, що виділений елемент має деяку область взаємодії, що показано сірим кольором, за межами якої його зв'язок з іншими елементами можна не враховувати.

Виходячи з поняття області взаємодії, неважко помітити, що внутрішні елементи решітки з кінцевими розмірами знаходяться в положенні ідентичному положенню елементів нескінченної решітки, так-як границя решітки не перетинає їх границі взаємодії. Границю решітки «відчувають» лише крайові елементи ФАР. Таким чином, чим більше внутрішня область, в якій елементи не «відчувають» границі решітки, тим ближче решітка за своїми властивостями до нескінченної моделі.

Для великих ФАР нескінченна модель правильно передає діаграми спрямованості і входні опори внутрішніх елементів. Для елементів поблизу границі ФАР ця модель невірна. Слід зазначити те, що сумарні характеристики ФАР визначаються шляхом усереднення по всіх її елементах. Таким чином, чим більше в ФАР внутрішніх елементів, тим ближче її характеристики до нескінченної решітки.

2.1.2 Умови періодичності

Перевага нескінченної ФАР полягає в відносній простоті її моделювання. Ця простота досягається при так званому квазіперіодичному збудженні ФАР. Розглянемо цей режим більш детально. Будемо розглядати роботу ФАР на передачу, тобто коли до входів підключені генератори.

Нехай положення в решітці кожного елемента характеризується двома індексами n і m (див. рис. 2.3).

Тоді під квазіперіодичним збудженням розуміється наступним закон розподілу амплітуд хвиль, що створюються генераторами:

$$U_{n,m} = V e^{(-iknP_x - i\beta mP_y)} \quad (2.1)$$

де k, β — фазові параметри, що визначають зсув фаз між сусідніми елементами решітки, $P_{x,y}$ — періоди решітки вздовж осей X і Y .

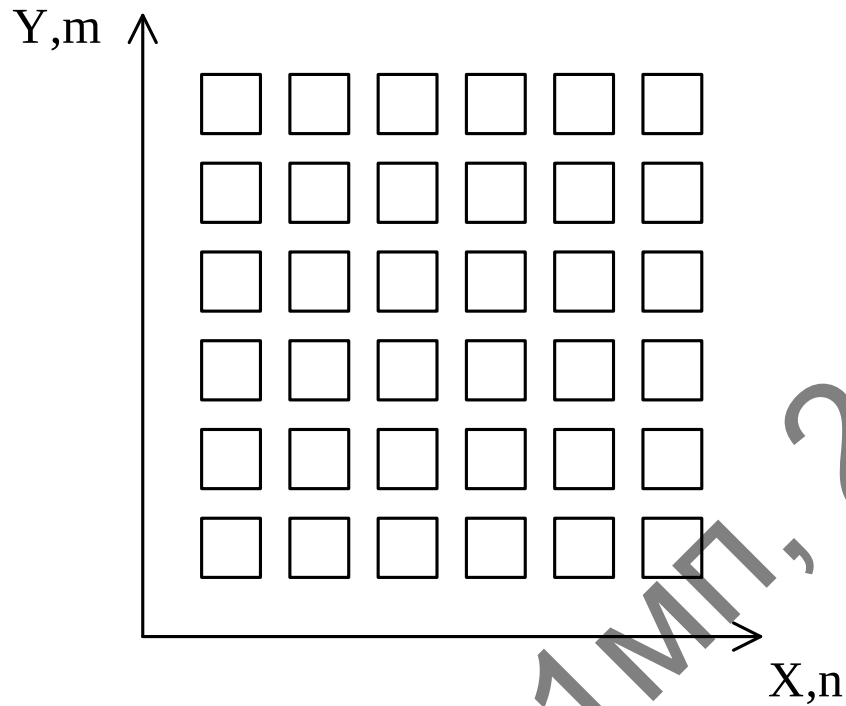


Рисунок 2.3 — Положення окремих випромінювачів ФАР

Фазові постійні пов'язані з направленням головного максимуму діаграми спрямованості (ДС) ФАР. Введемо сферичну систему координат, як показано на рисунку 4.4, вищезгаданий зв'язок між k, β та кутами θ, φ виглядає наступним чином:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\sqrt{k^2 + \beta^2}}{k_0} \right), \varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\beta}{k} \right) \quad (2.2)$$

Отже, з практичної точки зору визначення фазових постійних еквівалентно визначенню кутів випромінювання ФАР і навпаки. Крім того, фазові постійні пов'язані зі зсувом фаз між сусідніми елементами решітки наступним чином:

$$\Delta\varphi = -kP_x, \Delta\varphi = -\beta P_y.$$

Одним із головних результатів теорії нескінченних ФАР являється ствердження про те, що при квазіперіодичному збудженні поле в будь-якій точці простору задовольняє наступним співвідношенням:

$$\begin{aligned} \vec{E}(x + nP_y, y + mP_y) &= \vec{E}(x, y)e^{(-iknP_x - i\beta mP_y)}, \\ \vec{H}(x + nP_y, y + mP_y) &= \vec{H}(x, y)e^{(-iknP_x - i\beta mP_y)}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Вирази (2.3) являють собою математичну основу переходу від аналізу нескінченної структури до аналізу одного періоду, так як з (2.3) видно, що визначення поля в межах одного періоду достатньо для визначення його в будь-якій точці простору.

2.1.3 Діаграма спрямованості ФАР

Модель нескінченної решітки дозволяє з деяким наближення вирішувати задачу розрахунку ДС її кінцевого аналога. Зазначимо, що у нескінченної решітки немає ДС, вона вироджена у дельта-функцію. Однак, використовуючи ряд фізичних міркувань, можливо провести розрахунок ДС решітки кінцевих розмірів на основі аналізу нескінченної решітки.

Для цього можна скористатися ще одним важливим результатом теорії нескінченних ФАР. З теорії ФАР відомо, що решітка може мати різну кількість дифракційних максимумів. При періодах менших половини довжини хвилі в вільному просторі ФАР має не більше одного максимуму. При збільшенні періоду їх поява залежить від фазових множників. При невеликих k, β дифракційні максимуми відсутні, а при великих можуть з'явитись.

Хвилі каналу Флоке відповідають дифракційним максимумам ФАР. Наявність в каналі Флоке декількох хвиль означає, що ФАР має декілька максимумів випромінювання при заданих k, β . Умова відсутності випромінювання даного дифракційного максимуму має наступний вигляд:

$$\left(k + \frac{2\pi n}{P_x}\right)^2 + \left(\beta + \frac{2\pi m}{P_y}\right)^2 > k_0^2, \quad (2.4)$$

де, n, m — цілі числа, що змінюються від мінус до плюс нескінченності. Основний робочий максимум випромінювання, як правило, відповідає $n=m=0$. Оскільки в більшості ФАР фазові постійні задовольняють умові

$$k^2 + \beta^2 < k_0^2, \quad (2.5)$$

То для основного максимуму виконується умова випромінювання.

Теорія ФАР дозволяє пов'язати параметри хвилеводної моделі, а саме коефіцієнт відбиття від хвилеводного входу з ДС елементу решітки. Мова йде о

принципово іншому режимі збудження решітки, коли до генератора підключено тільки один елемент. Він випромінює у вільний простір і має ДС $F_e(\theta, \varphi)$. Зазначимо, що ця ДС отримана з врахуванням усіх взаємодій елементів нескінченної ФАР. Для $F_e(\theta, \varphi)$ відома наступна формула:

$$F_e(\theta, \varphi) = \sum_{n,m} S_{21}^{n,m} \left(k(\theta, \varphi) - \frac{2\pi n}{P_x}, \beta(\theta, \varphi) - \frac{2\pi m}{P_y} \right), \quad (2.6)$$

де $k(\theta, \varphi) = k_0 \sin(\theta) \cos(\varphi)$; $\beta(\theta, \varphi) = k_0 \sin(\theta) \sin(\varphi)$.

Підсумовування в (2.6) ведеться по всім індексам, що задовольняють наступним нерівностям:

$$\left| k(\theta, \varphi) - \frac{2\pi n}{P_x} \right| < \frac{\pi}{P_x},$$

$$\left| \beta(\theta, \varphi) - \frac{2\pi m}{P_y} \right| < \frac{\pi}{P_y}.$$

У формулі (2.6) під $S_{21}^{n,m}$ розуміються коефіцієнти передачі зі входу 1 на вхід 2, тобто з хвильоводу у канал Флоке у різні типи хвиль каналу Флоке. Тип хвилі визначається коефіцієнтами n і m .

Важливо те, що модель у вигляді одного періоду ФАР дозволяє описувати не тільки режим квазіперіодичного збудження ФАР, але й режим почергового збудження елементів (її каналів). Зокрема, можемо визначити діаграму спрямованості елементу ФАР.

Наступним етапом буде ДС ФАР кінцевих розмірів. Визначення ДС ФАР кінцевих розмірів здійснюється наближено в припущенні, що усі елементи кінцевої решітки мають ДС таку ж, як і ДС елементів нескінченної решітки. В цьому випадку можна скористатися так званою теоремою перемноження:

$$F_a(\theta, \varphi) = M(\theta, \varphi) F_e(\varphi, \theta) \quad (2.7)$$

де $F_a(\theta, \varphi)$ — ДС решітки, а $M(\theta, \varphi)$ — множник комбінування. Множник комбінування визначається наступним чином:

$$M(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N W_n e^{ik_0 \sin(\theta) \cos(\varphi) x_n + ik_0 \sin(\theta) \sin(\varphi) y_n} \quad (2.8)$$

де W_n — амплітуди збудження елементів решітки, x_n і y_n — координати вузлів сітки ФАР. В якості прикладу на рисунку 4.2. показано поведінку модуля множника комбінування (криві 1, 2, 3) в залежності від різних значень періоду x_n .

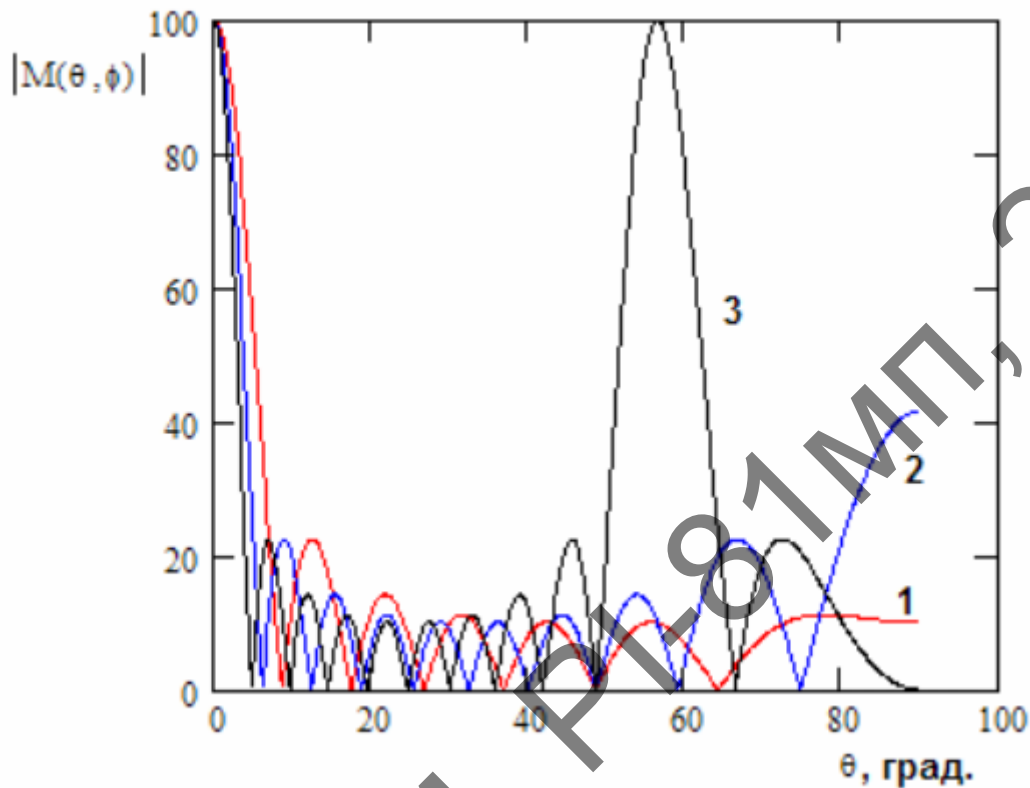


Рисунок 2.4 — Множник комбінування

2.2 Проектування ФАР

Зазвичай, дизайн антенних решіток починається з дизайну одного ізольованого елемента, що має бажану ширину смуги пропускання та характеристики випромінювання, після чого корегується ефект взаємного зв'язку між елементами решітки. Для зменшення небажаного зв'язку між елементами запропоновано різні методи, такі як додавання порожнин за кожним елементом, введення провідних пластин або поглинаючих матеріалів навколо елементів. Конструкція широкосмугових ФАР з великим обсягом сканування стає ще складнішою задачею через необхідне зменшення електричної відстані між елементами. Щоб уникнути виникання додаткових дифракційних максимумів в діаграмі спрямованості, період розташування елементів у решітці повинен

бути не більше половини довжини хвилі на найвищій частоті робочого діапазону. Це означає, що нижній частоті робочого діапазону відстань між елементами зменшується пропорційно коефіцієнту перекриття по частоті, що призводить до сильного взаємного зв'язку в нижній частині робочого діапазону частот.

Проаналізувавши існуючі типи елементів антенних решіток у попередньому розділі, обрано елемент решітки запропонований у [29]. Модель антенного елемента зображено на рисунку 2.5

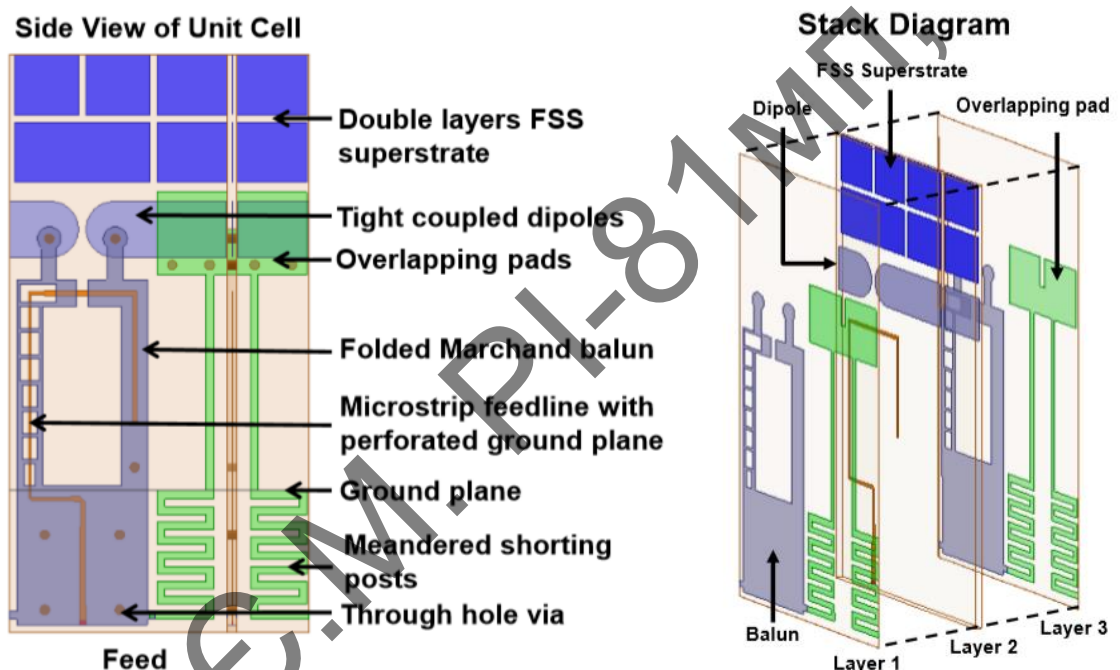


Рисунок 2.5 — Елемент решітки запропонований в [29]

2.2.1 Тісно-зв'язані диполі

Розміри диполя обрано таким чином, щоб відстань між сусідніми елементами не перевищувала $\lambda_{high}/2$, що дає змогу уникнути появи побічних дифракційних максимумів. Ємнісний зв'язок між елементами реалізовано додаванням провідникових пластин (*overlapping pads*) з обох сторін підкладки, що перекривають плечі сусідніх диполів, які знаходяться між пластинами в центральному шарі.

2.2.2 Схеми живлення

Схему живлення реалізовано у вигляді балуна (*Marchand balun*), що призначений для забезпечення збалансованого живлення дипольних елементів і служить перетворювачем імпедансу. Балун друкується на шарі 1 і шарі 3, між ними прокладена лінія живлення (збудження) щілини (*feed line*). Лінія живлення є ступінчатим трансформатором імпедансу вхідного порту 50 Ом в 150 Ом на вході диполя. Зміна імпедансу досягається в два етапи. Для подальшого збільшення характеристичного опору у площині заземлення зроблено перфорацію.

2.2.3 Подвійний шар FSS

Як описано раніше, для поліпшення сканування зазвичай використовуються діелектричні шари навантаження. Однак ці діелектричні шари відносно важкі, додають складності процесу складання, а також можуть викликати появу поверхневих хвиль в підкладці під малим кутом сканування. Тому вирішено використати частотно-селективні поверхні у вигляді періодично розміщених металевих пластин. На відміну від діелектричних пластин ці металеві прямокутники значно легші, легко інтегруються і значно кращі для сканування.

2.2.4 Моделювання у CST MWS

Очевидно що параметри випромінювача в складі решітки будуть відрізнятися від ситуації моделювання одного випромінювача. Тому за допомогою граничних умов, що вбудовані у *CST Microwave Studio*, створимо режим роботи випромінювача у складі нескінченної (періодичної) решітки. Перерахуємо основні переваги і недоліки даної методики моделювання ФАР.

Переваги:

- Необхідно виконати розрахунок тільки одного елемента, що робить процес оптимізації набагато швидшим порівняно з моделюванням решітки кінцевих розмірів.

- Врахування взаємних зв'язків.
- Можливість сканування променем.

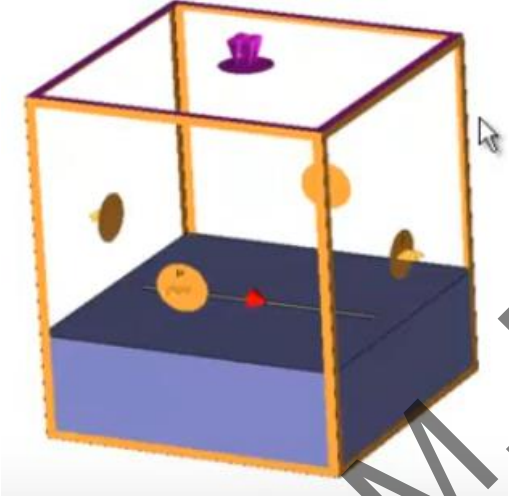
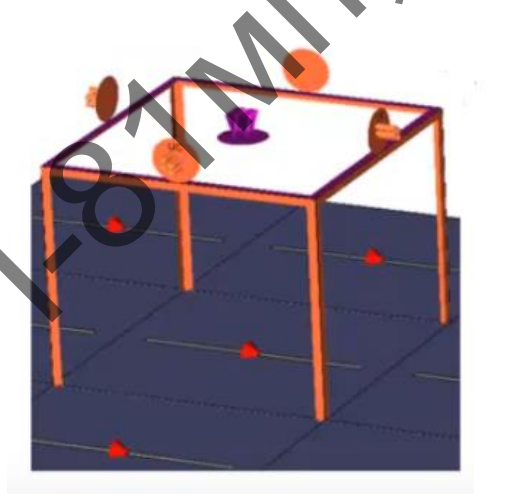
Недоліки:

- Не враховуються торцеві ефекти

Граничні умови у *CST Microwave Studio*

В програмному пакеті *CST Microwave Studio* вбудовано два типи періодичних граничних умов (див. таблицю 2.1).

Таблиця 2.1 — Граничні умови в *CST Microwave Studio*

<i>Periodic</i>	<i>Unit Cell</i>
	
Антенна решітка нескінченна по N ($N=1$ до 3) напрямках. Підтримує <i>FDS</i> та <i>TDS</i>.	Антенна решітка нескінченна по напрямках X і Y. Підтримує <i>FDS</i>.

Як було показано вище граничні умови «*Unit Cell*» працюють лише з частотним обчислювачем (*Frequency Domain Solver*), що використовує метод кінцевих елементів. Оскільки метод кінцевих елементів не є оптимальним для розрахунку широкосмугових систем, для попереднього моделювання та оптимізації скористаємось періодичними граничними умовами «*Periodic Boundaries*», що підтримують розрахунок задачі методом скінченних різниць у часовій області (*Finite-Difference Time-Domain Method*), тобто, часовим обчислювачем (*Time Domain Solver*).

Модель ізолюваного елемента побудованого у програмному пакеті решітки зображено на рисунку 2.6.

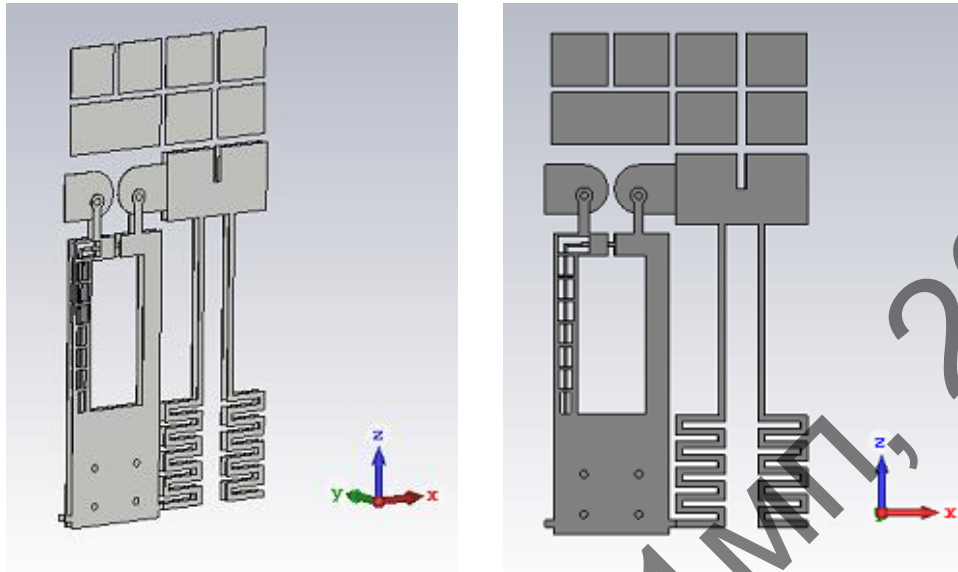


Рисунок 2.6 — Модель ізолюваного елемента ФАР

Результати моделювання, а саме КСХ, методом скінченних різниць у часовій області наведено на рисунку 2.7.

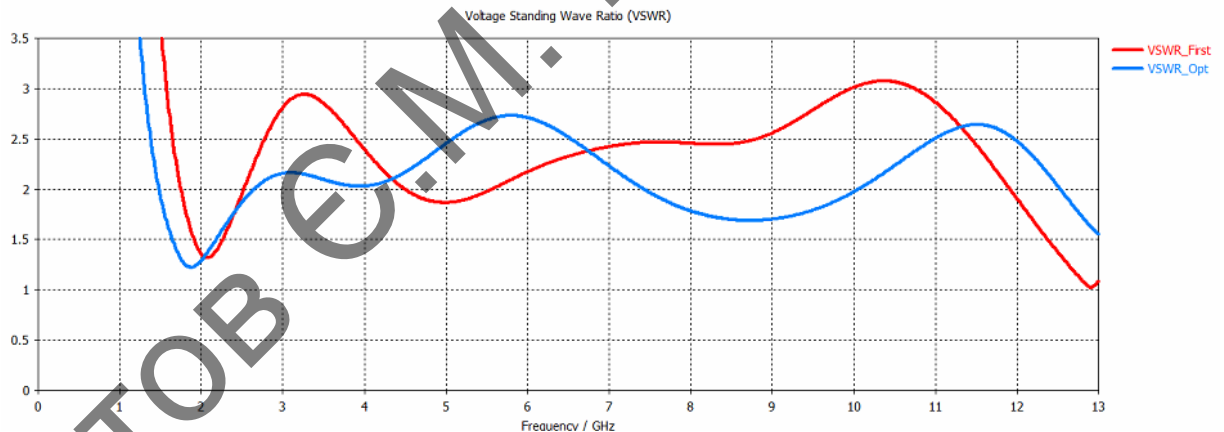


Рисунок 2.7 — КСХ ізолюваного елемента у нескінченних періодичних граничних умовах до і після оптимізації мікросмужкової лінії живлення.

З графіка 2.7 видно, що даний елемент у нескінченних періодичних граничних умовах має КСХ, що майже не перевищує 3 (червона лінія). Після оптимізації лінії живлення за допомогою генетичного алгоритму КСХ не перевищує 2,7 (блакитна лінія).

Далі скористаємось граничними умовами «Unit Cell», які дають можливість проводити моделювання характеристик решітки при скануванні. Параметризуємо кути (θ , φ), а фазовий зсув між елементами розраховується автоматично. Результати моделювання, графіки КСХ для різних кутів сканування в площинах E і H зображено на рисунках 2.8 та 2.9 відповідно. Проектом «Unit Cell» підтримується можливість створення діаграм залежності активного коефіцієнту відбиття (*Active Element Pattern*) від кутів сканування, це дає змогу більш наочно оцінити можливості сканування решітки (див. рис. 2.10–2.15). Графіки частотної залежності ефективності випромінювання при різних кутах сканування зображено на рисунках 2.16 та 2.18.

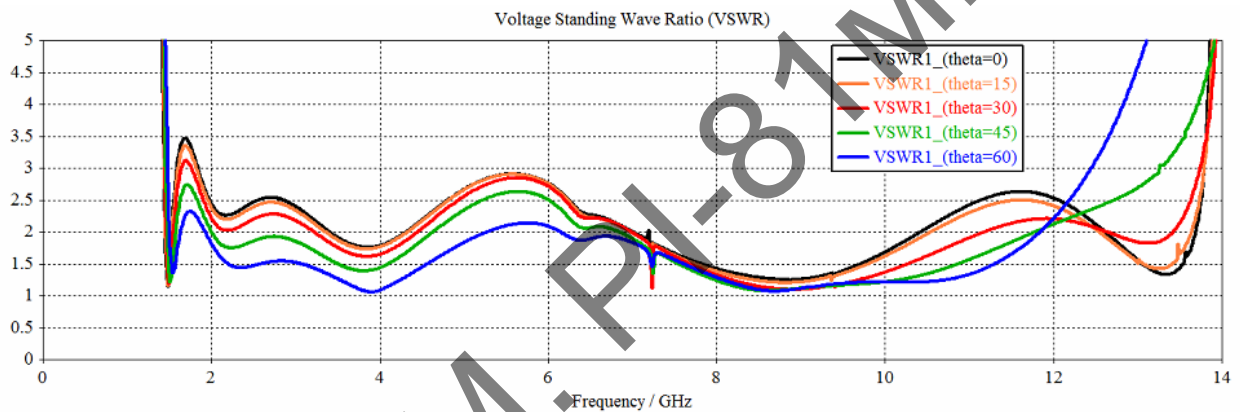


Рисунок 2.8 — КСХ елемента у нескінченних граничних умовах при різних кутах сканування (E -plane)

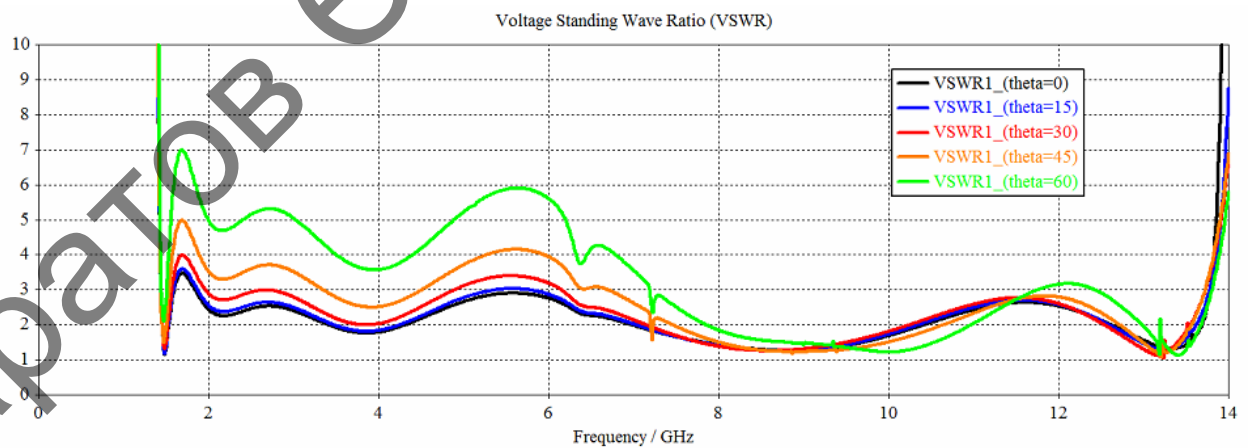


Рисунок 2.9 — КСХ елемента у нескінченних граничних умовах при різних кутах сканування (H -plane)

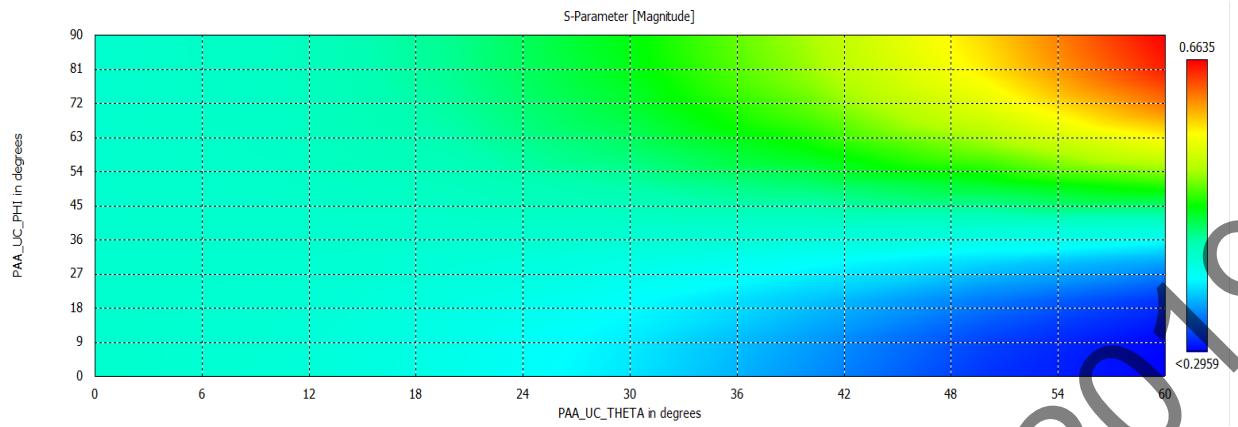


Рисунок 2.10 — Діаграма залежності активного коефіцієнта відбиття від кутів сканування (θ , ϕ) на частоті 2 ГГц

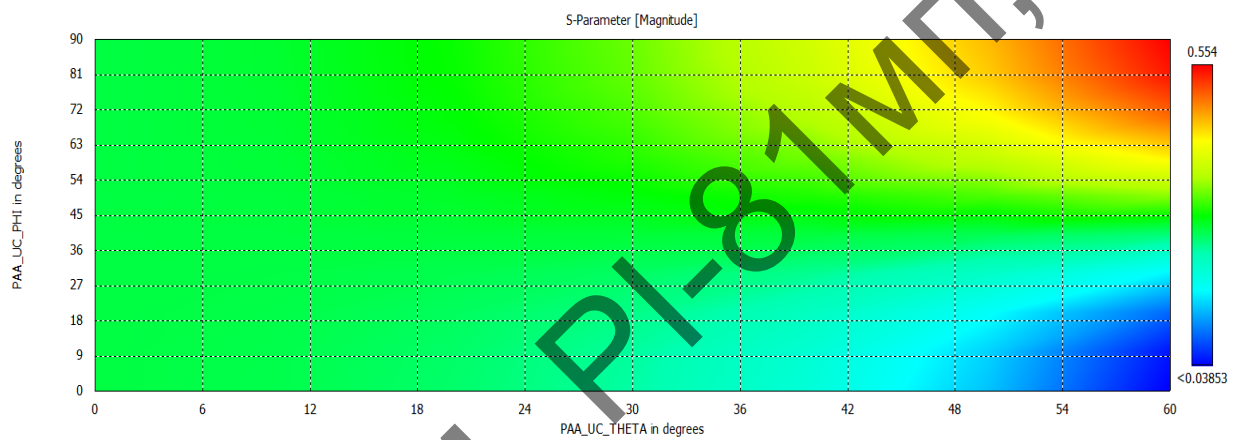


Рисунок 2.11 — Діаграма залежності активного коефіцієнта відбиття від кутів сканування (θ , ϕ) на частоті 4 ГГц

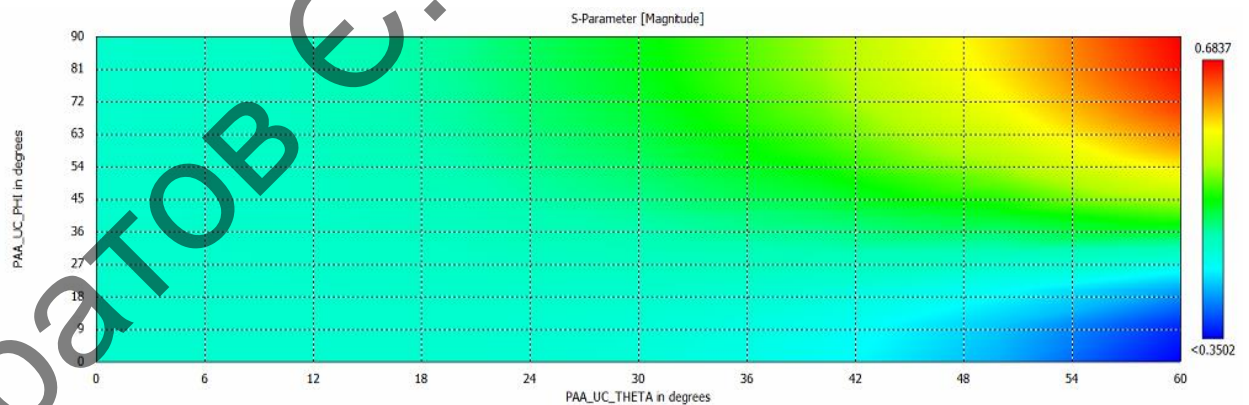


Рисунок 2.12 — Діаграма залежності активного коефіцієнта відбиття від кутів сканування (θ , ϕ) на частоті 6 ГГц

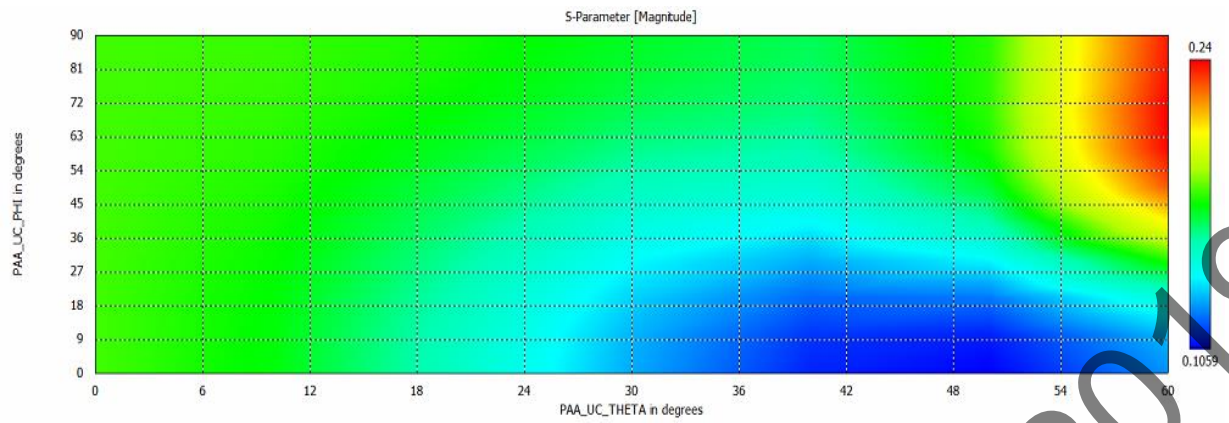


Рисунок 2.13 — Діаграма залежності активного коефіцієнта відбиття від кутів сканування (θ , ϕ) на частоті 8 ГГц

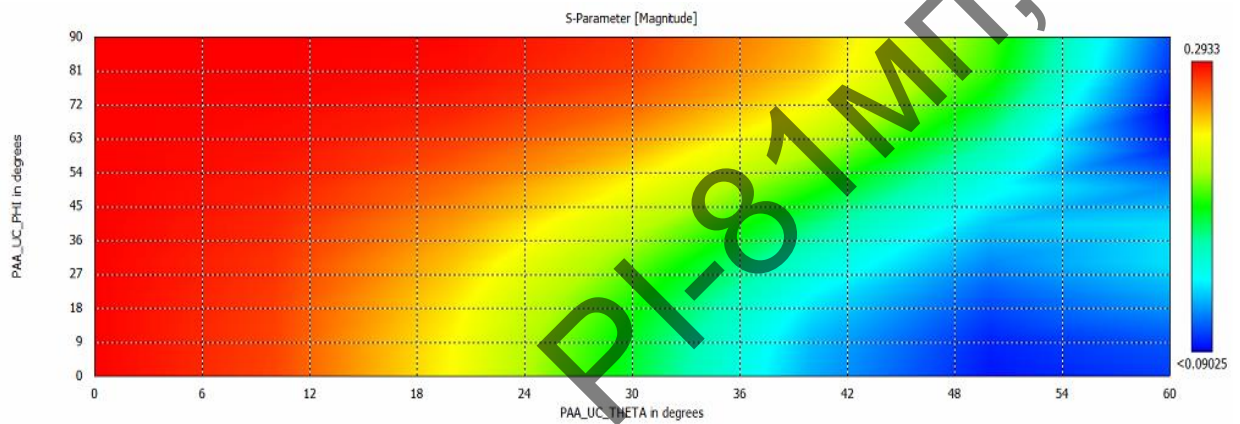


Рисунок 2.14 — Діаграма залежності активного коефіцієнта відбиття від кутів сканування (θ , ϕ) на частоті 10 ГГц

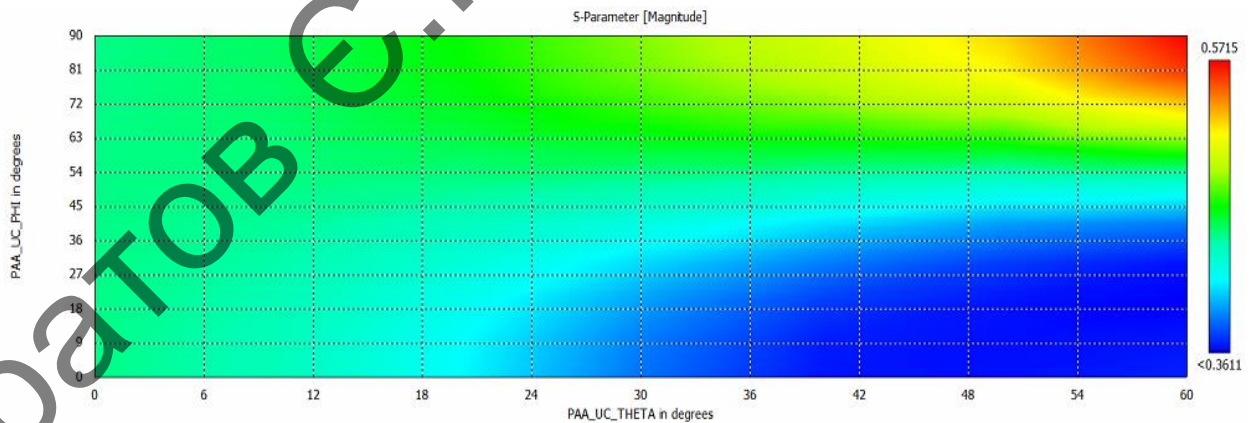


Рисунок 2.15 — Діаграма залежності активного коефіцієнта відбиття від кутів сканування (θ , ϕ) на частоті 12 ГГц

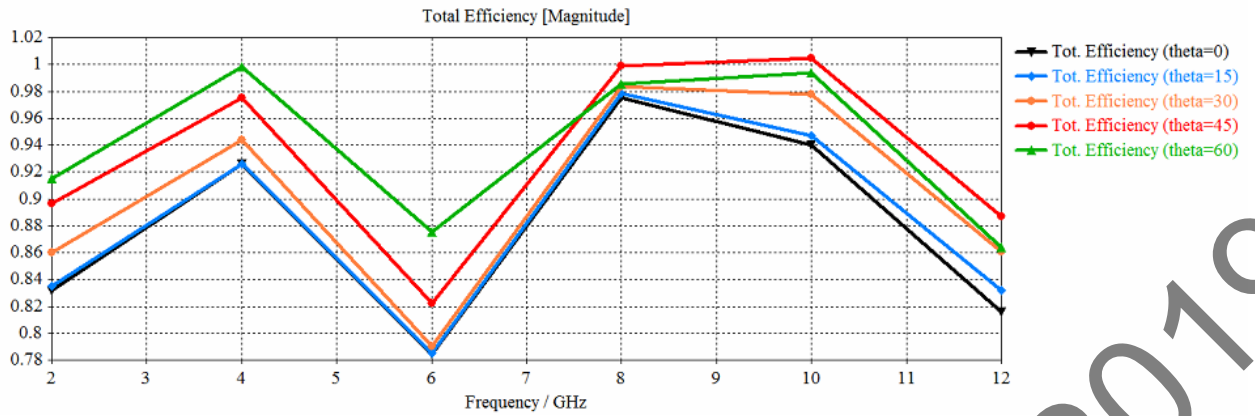


Рисунок 2.16 — Частотна залежність ефективності випромінювання при різних кутах сканування (*E-plane*)

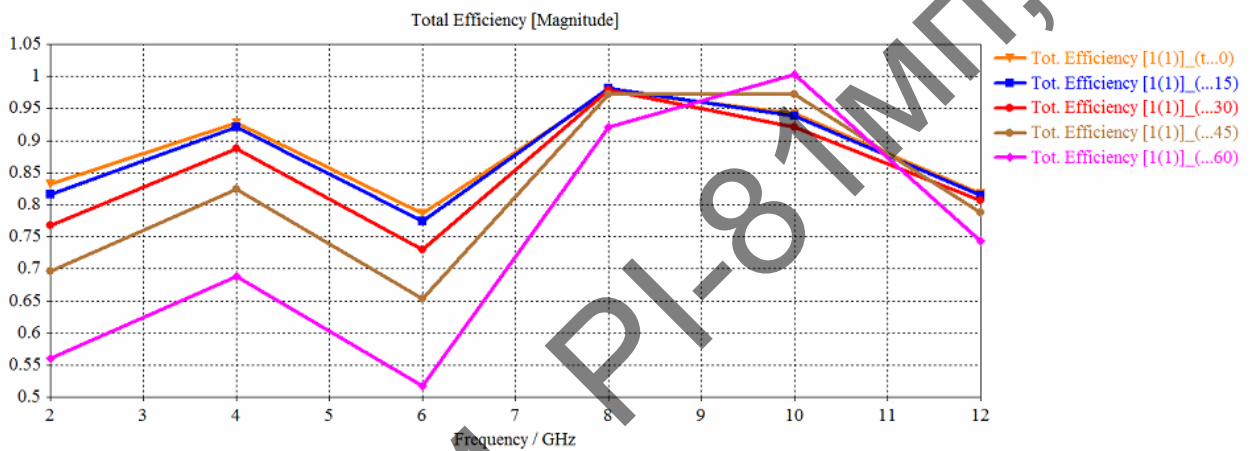


Рисунок 2.17 — Частотна залежність ефективності випромінювання при різних кутах сканування (*H-plane*)

Наступним етапом моделювання ФАР є створення решітки скінченних розмірів. В цій моделі (на відміну від нескінченної) враховується вплив крайових елементів, що робить її максимально наближеною до реальної решітки. Фазовий розподіл між елементами переноситься з попереднього проекту «*Unit Cell*». Створено модель решітки 11x11, що зображено на рисунку 2.17.

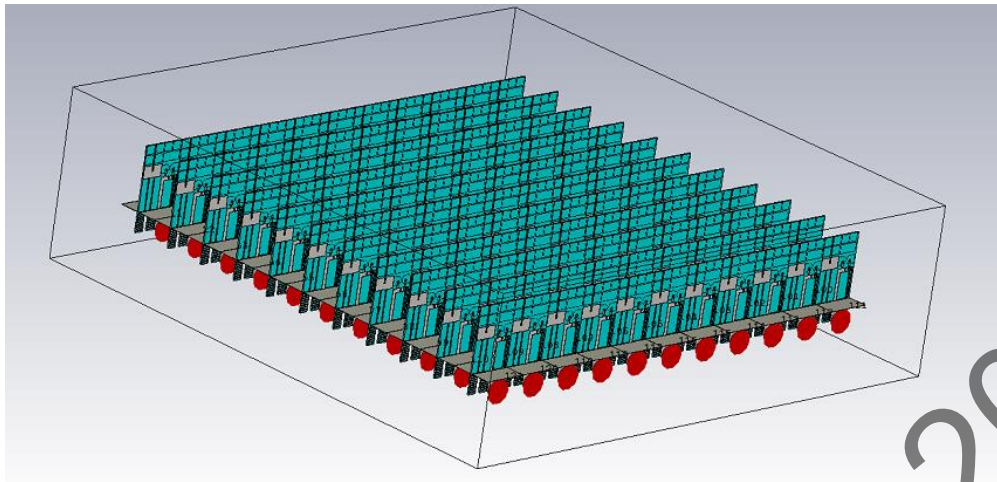


Рисунок 2.17 — Модель антенної решітки з 11x11 елементів

Кожний елемент решітки під'єднаний до власного дискретного порту. Результатом моделювання є діаграми спрямованості ФАР у декартовій системі координат (див. рис. 2.18–2.22) та їх 3D візуалізація, графіки частотної залежності коефіцієнта відбиття центрального елемента при різних кутах сканування (рис. 2.23) та частотна залежність ефективності випромінювання (рис. 2.24). Результати

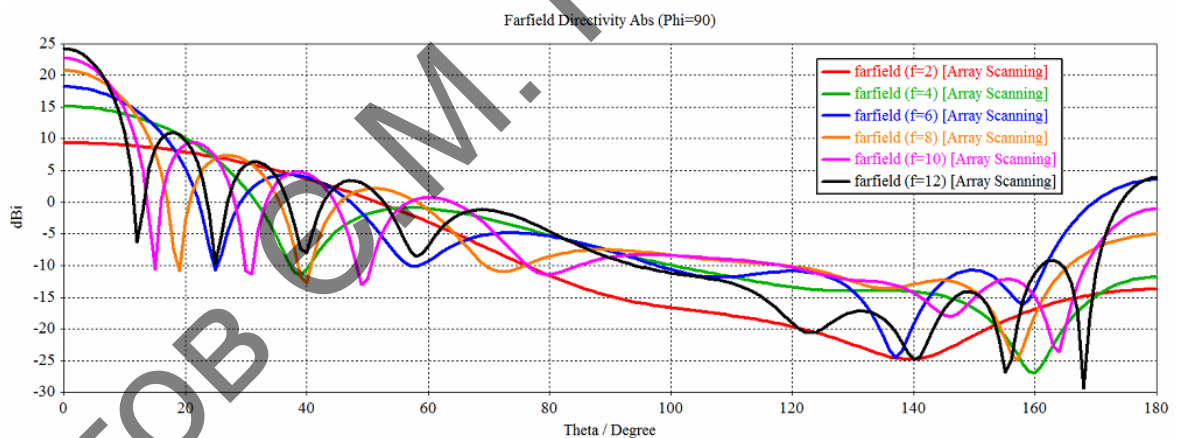


Рисунок 2.18. — Діаграма спрямованості антенної решітки з 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону (E -plane) ($\theta=0$, $\varphi=0$)

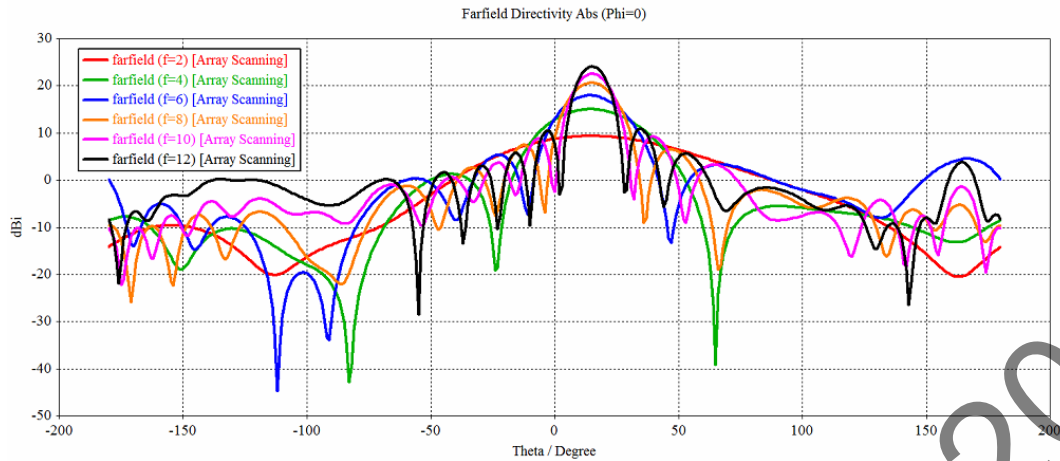


Рисунок 2.19 — Діаграма спрямованості антенної решітки з 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону (*E-plane*) ($\theta=15$, $\phi=0$)

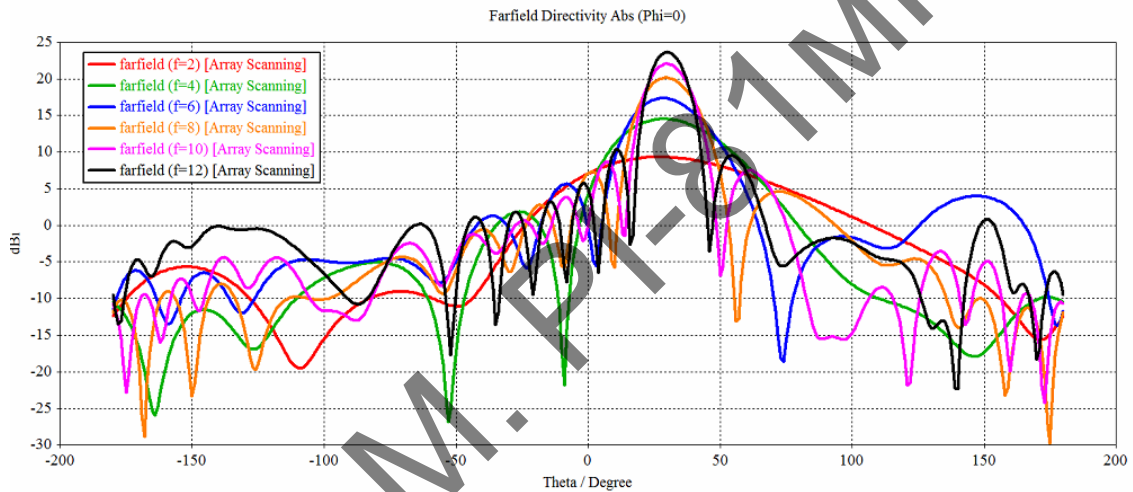


Рисунок 2.20 — Діаграма спрямованості антенної решітки з 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону (*E-plane*) ($\theta=30$, $\phi=0$)

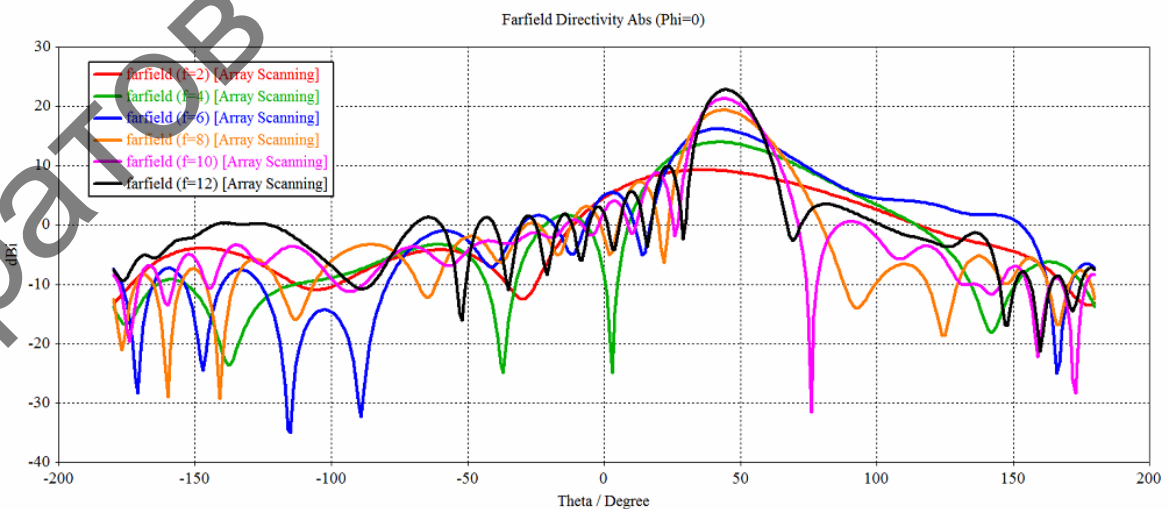


Рисунок 2.21 — Діаграма спрямованості антенної решітки з 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону (*E-plane*) ($\theta=45$, $\phi=0$)

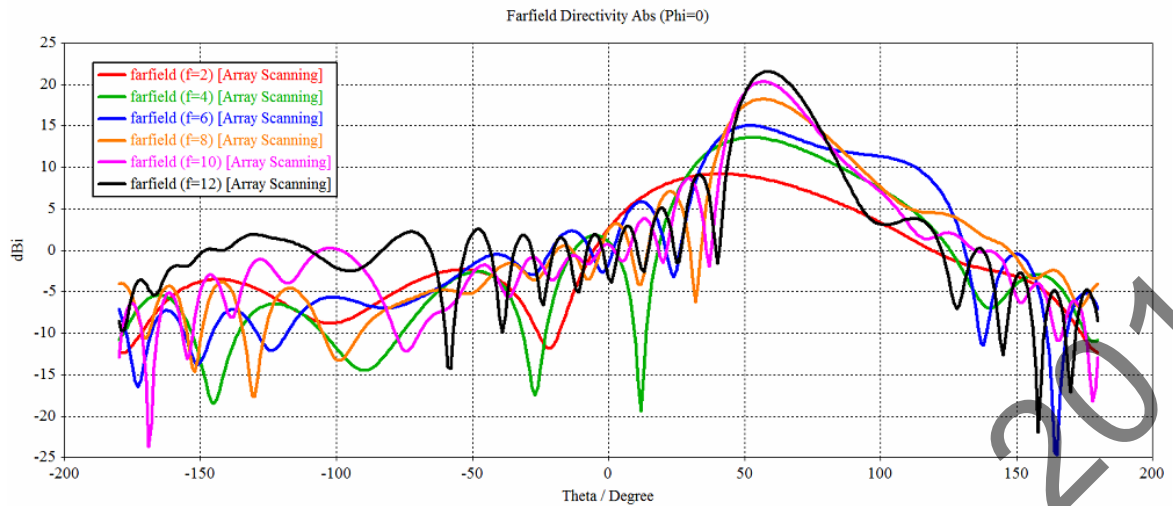


Рисунок 2.22 — Діаграма спрямованості антенної решітки з 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону (*E-plane*) ($\theta=60^\circ$, $\phi=0^\circ$)

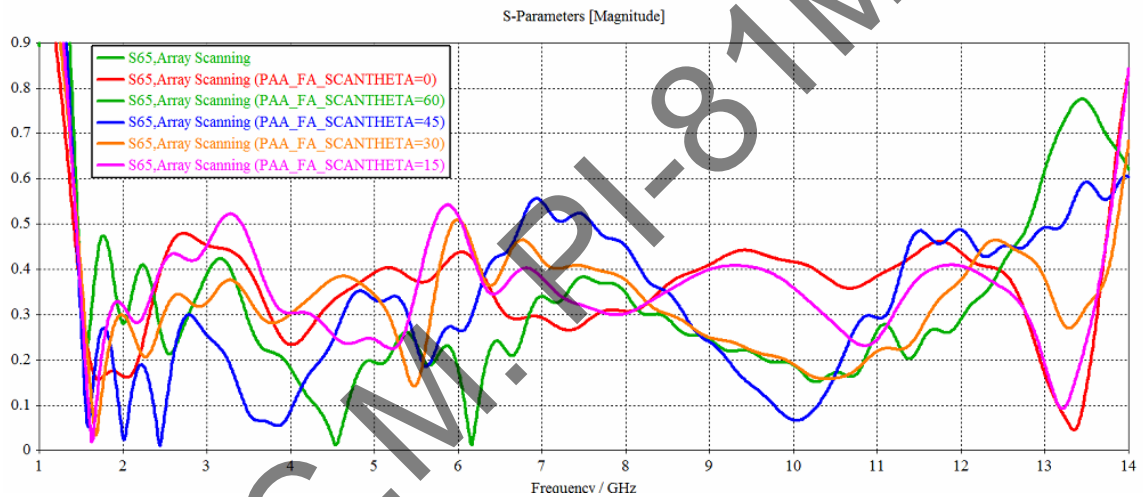


Рисунок 2.23 — Частотна залежність коефіцієнту відбиття центрального елемента в решітці 11x11 елементів при різних кутах сканування (*E-plane*)

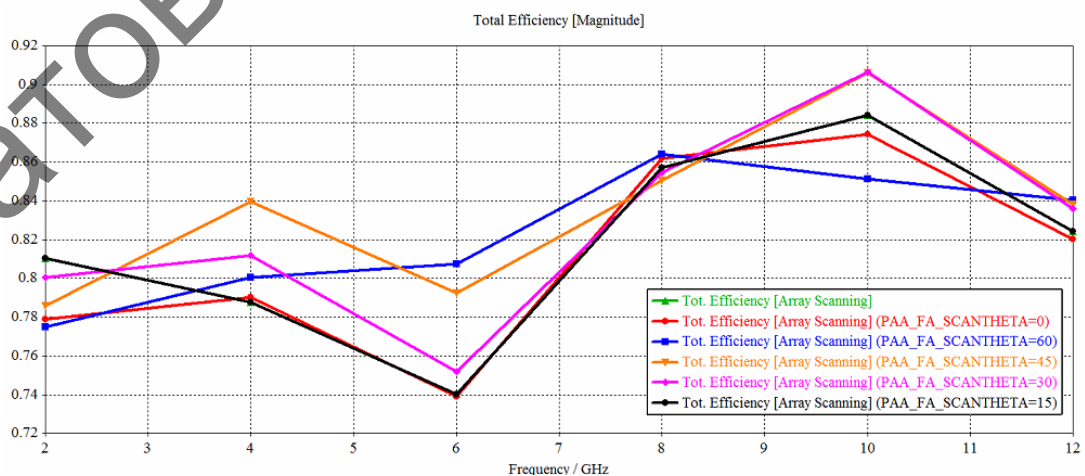


Рисунок 2.24 — Частотна залежність ефективності випромінювання решітки при різних кутах сканування (*E-plane*)

Побудовано решітку 16x16, оскільки решітка з більшою кількістю елементів потребує дуже великих витрат по часу моделювання.

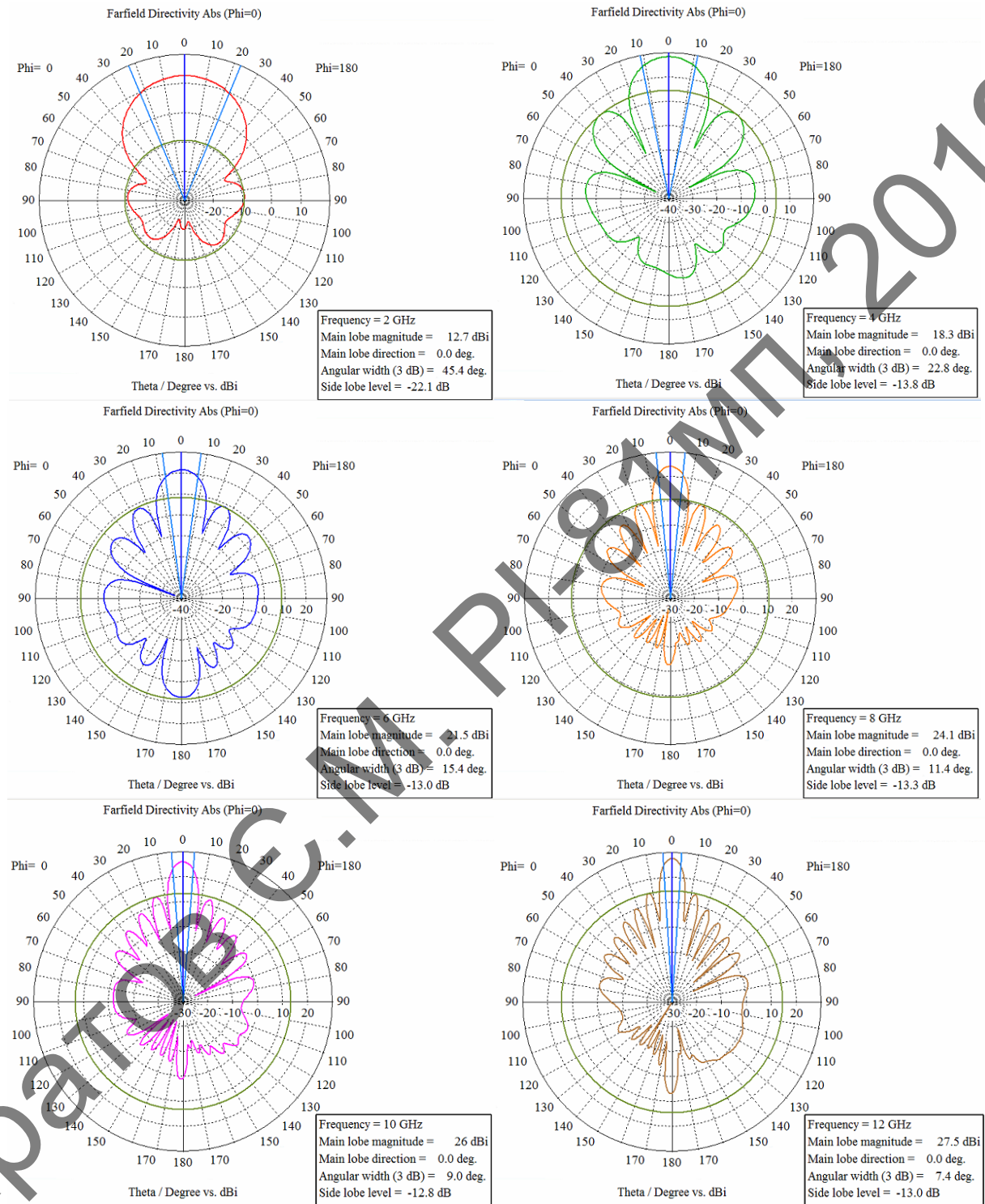


Рисунок 2.25 — Діаграми спрямованості решітки з 16x16 елементів (*E-plane*)($\theta=0$, $\phi=0$)

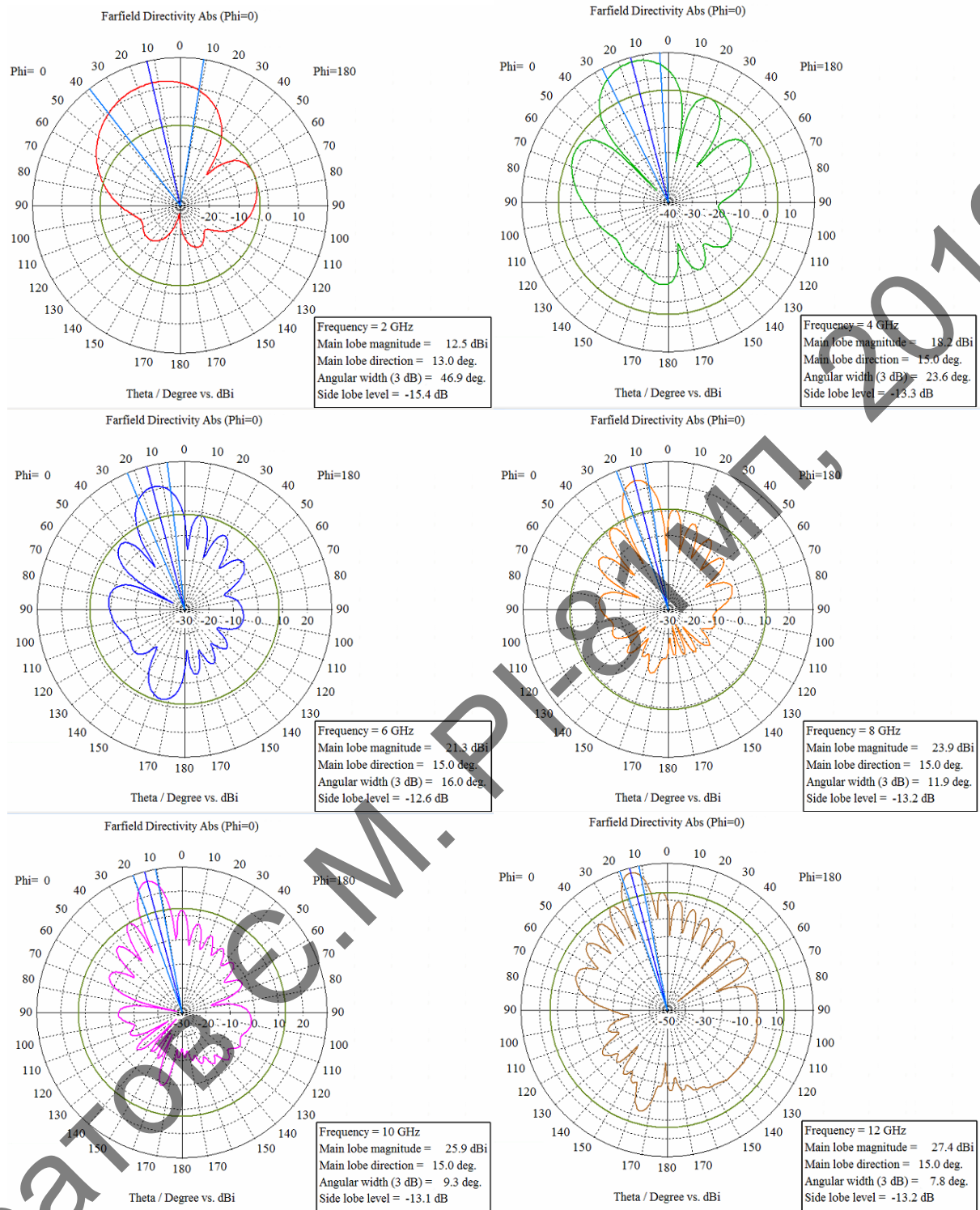


Рисунок 2.26 — Діаграми спрямованості решітки з 16x16 елементів (E -plane)($\theta=15$, $\varphi=0$)

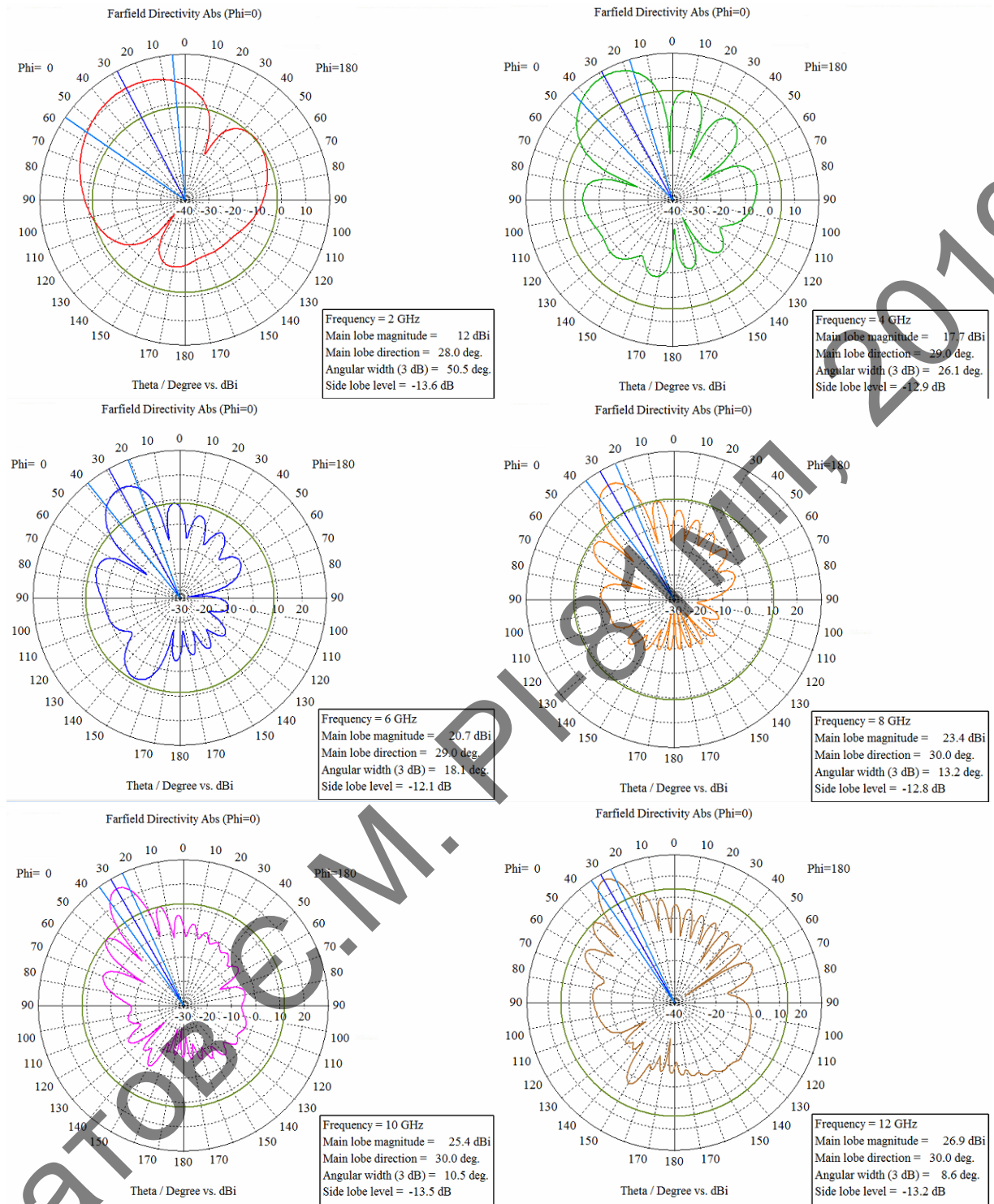


Рисунок 2.27 — Діаграми спрямованості решітки з 16x16 елементів (E -plane)($\theta=30^\circ$, $\phi=0^\circ$)

Рисунок 2.27 — Діаграми спрямованості решітки з 16x16 елементів (*E-plane*)($\theta=45^\circ$, $\phi=0^\circ$)

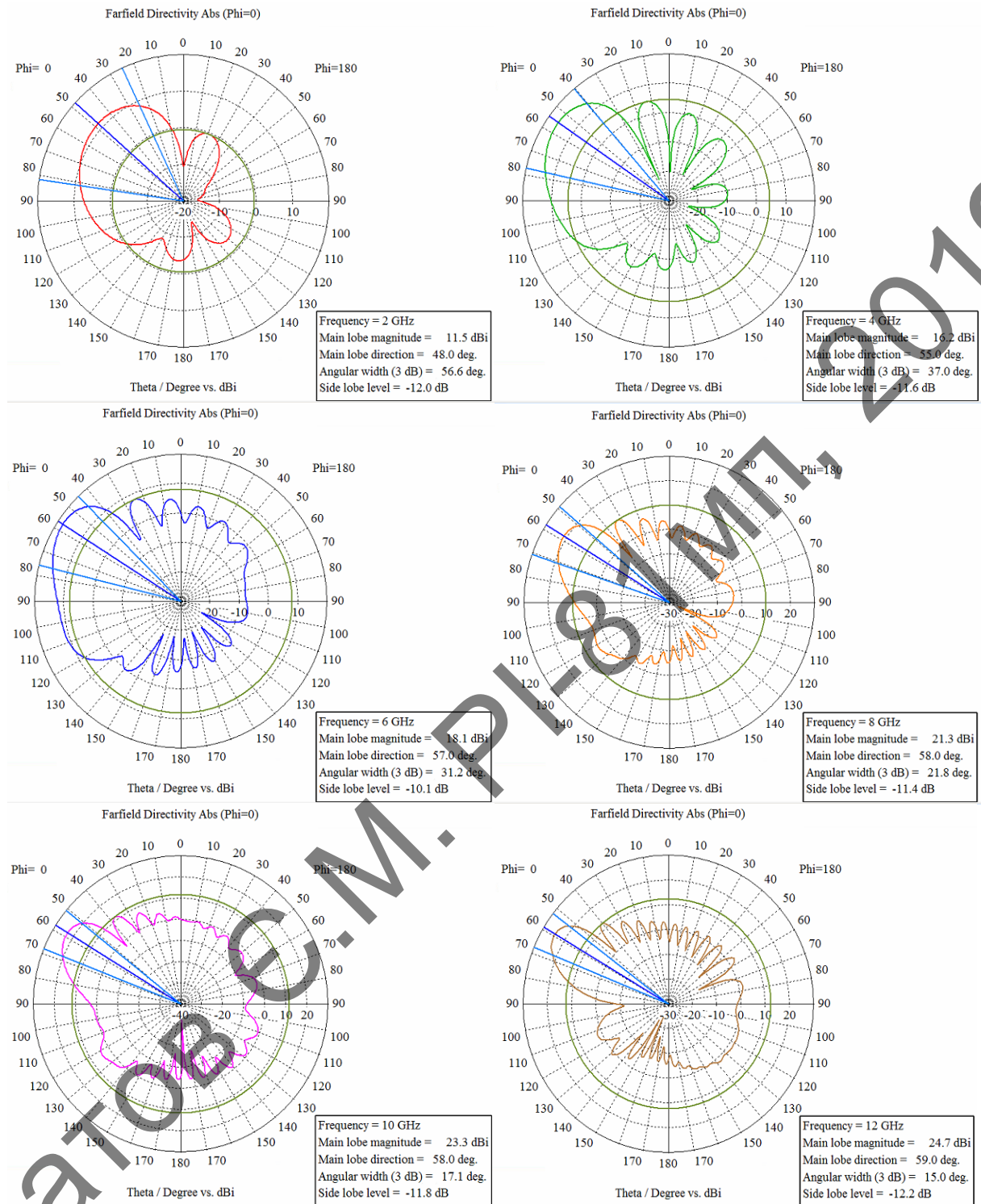


Рисунок 2.27 — Діаграми спрямованості решітки з 16x16 елементів (E -plane)($\theta=60^\circ$, $\phi=0^\circ$)

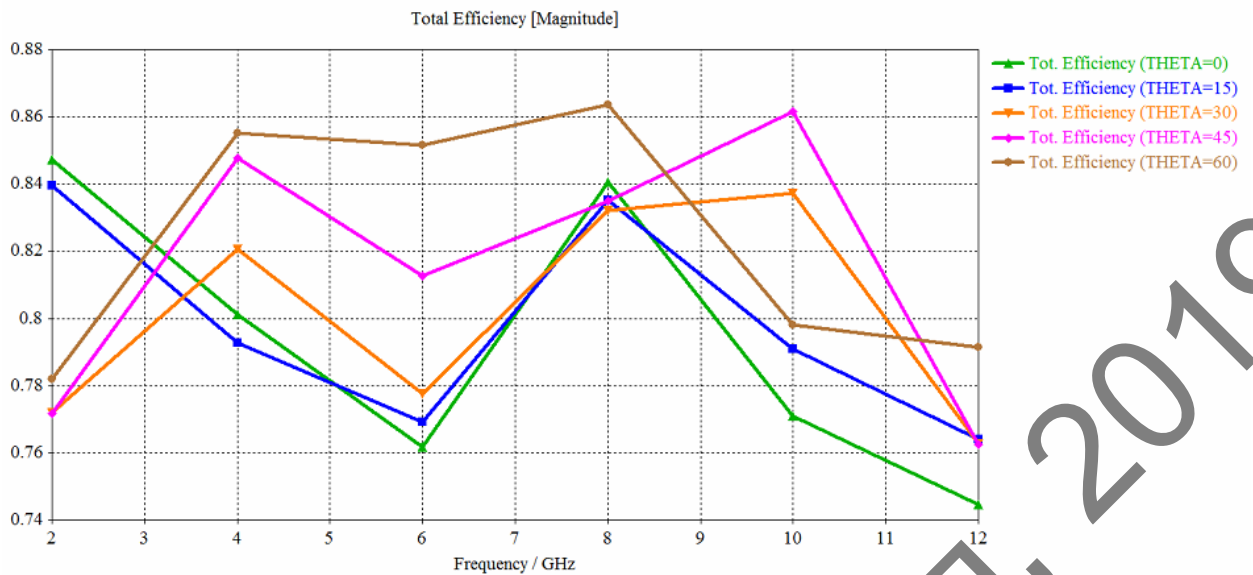


Рисунок 2.28 — Частотна залежність ефективності випромінювання при різних кутах сканування

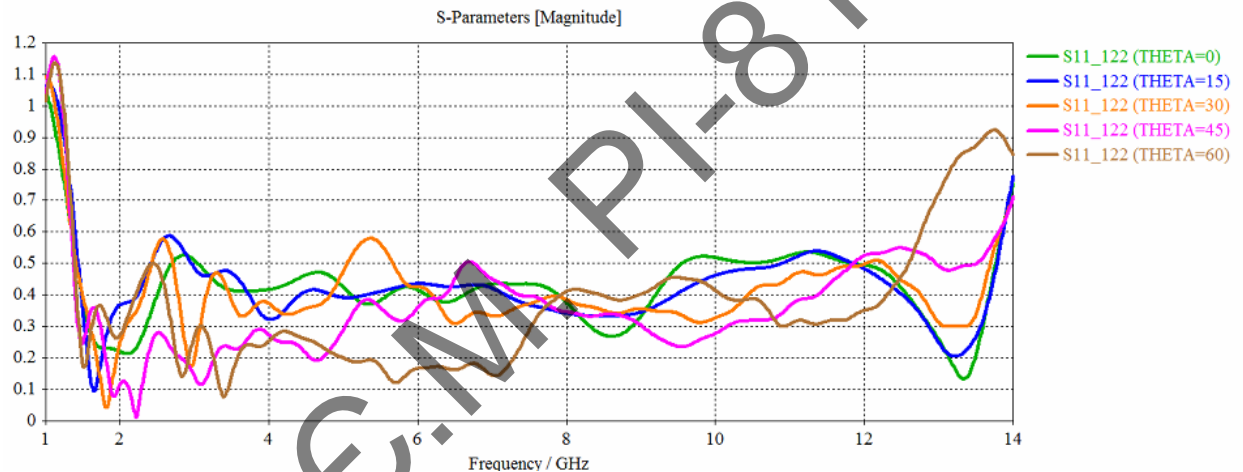


Рисунок 2.29 — Частотна залежність коефіцієнту відбиття центрального елемента при різних кутах сканування

З результатів отриманих вище видно, що характеристики наближаються до бажаних. Невідповідність рівня модуля коефіцієнта відбиття центрального елемента бажаному у нижній частині робочого діапазону частот, пояснюється малим (у довжинах хвиль) розміром решітки. Зі збільшенням кількості елементів решітки точність розрахунків буде збільшуватись, оскільки решітка все більше буде наближатися до нескінченної.

Для наочності декілька 3D візуалізацій діаграми спрямованості решітки 16x16 при різних кутах сканування наведено нижче.

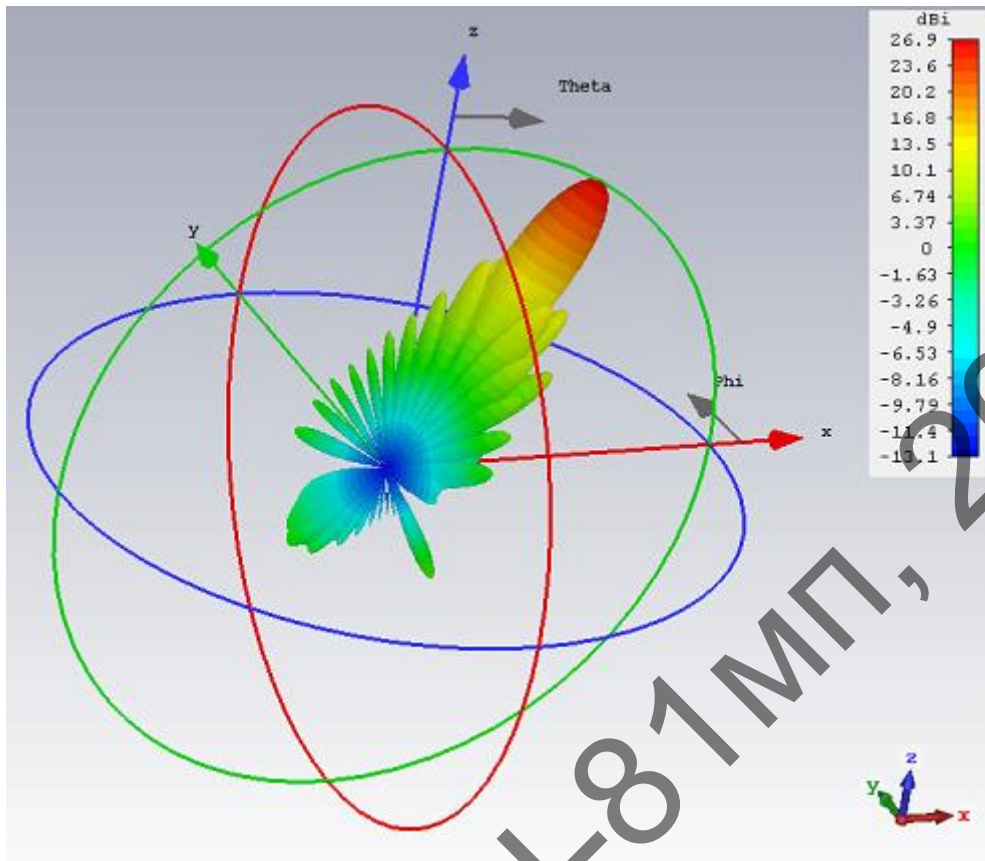


Рисунок 2.30 — Діаграма спрямованості решітки з 16x16 елементів при скануванні на 30° (10 ГГц)

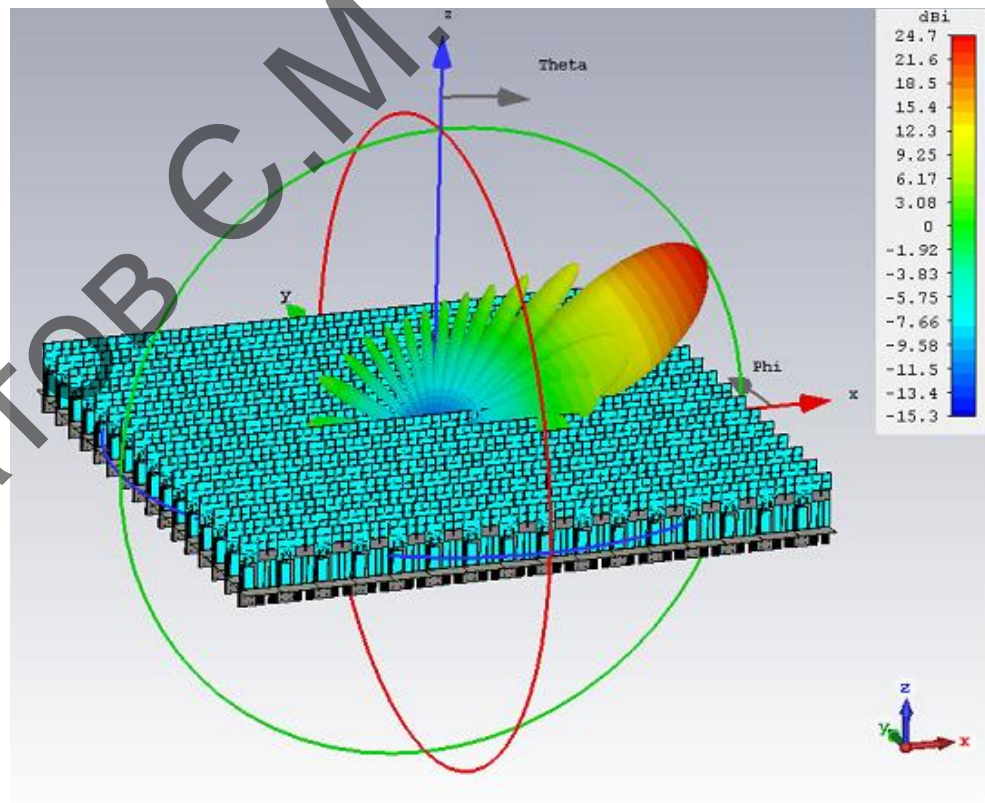


Рисунок 2.30 — Діаграма спрямованості решітки з 16x16 елементів при скануванні на 60° (12 ГГц)

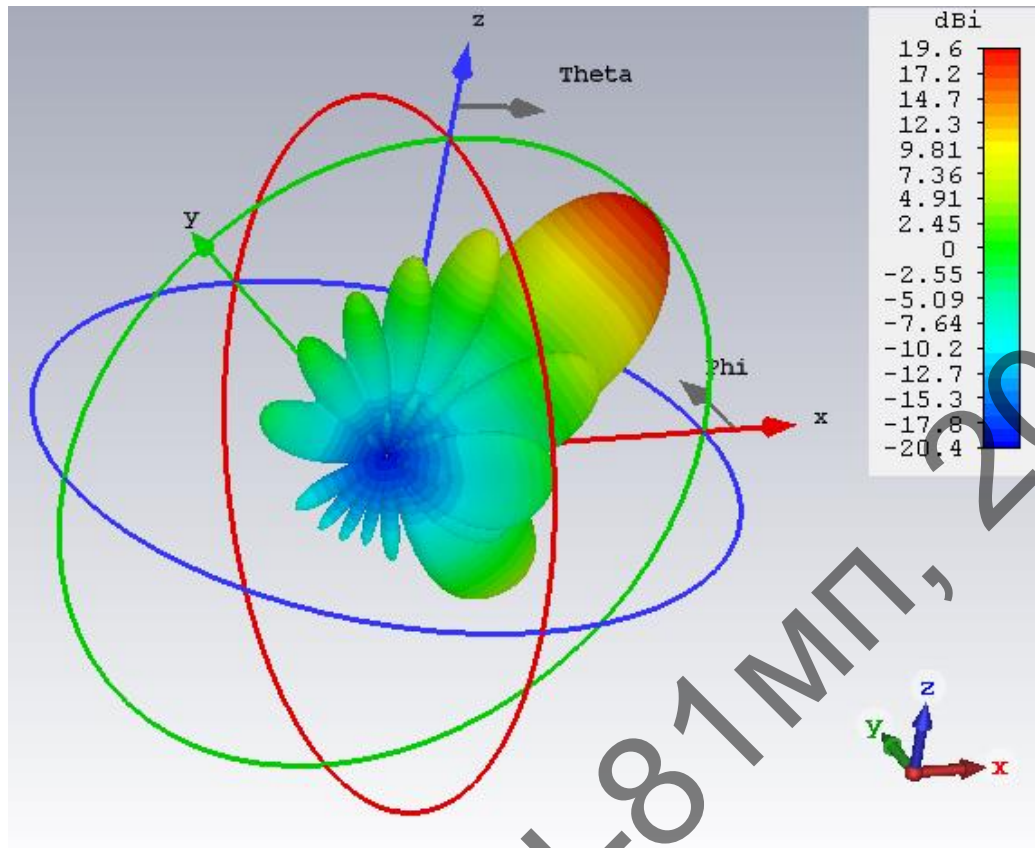


Рисунок 2.31 — Діаграма спрямованості решітки з 16x16 елементів при скануванні на 45° (6 ГГц)

З ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

У даному розділі визначенні основні потенційно шкідливі та небезпечні виробничі фактори при виконанні науково-дослідної роботи, що мають місце при проектуванні та виготовленні фазованої антенної решітки.

Враховуючи той факт, що умови з техніки безпеки експлуатації ФАР визначені у ТЗ (розглядалися у попередній частині то питання захисту персоналу від) згідно з існуючими вимогами ДСНІП №476 та ДСНІП №239

Оскільки робота має дослідницький напрям, пов'язаний, в основному, з використанням ЕОМ, основну увагу було приділено питанню щодо забезпечення безпеки та комфортних умов на робочих місцях користувачів ЕОМ.

В цьому розділі запропоновані технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії, а також визначені основні заходи з безпеки в надзвичайних ситуаціях.

3.1 Визначення основних потенційно шкідливих та небезпечних виробничих факторів при виконанні науково-дослідної роботи

Основною задачею даного дипломного проекту являється розробка та порівняльний аналіз ультраширокосмугових фазованих антенних решіток. Основна частина даного проекту була виконана у програмному середовищі *CST Microwave Studio*. Даний дипломний проект оснований на роботі із персональним комп'ютером та ознайомленням і аналізу великої кількості текстових та графічних джерел. Існує небезпека ураження електричним струмом, можливий негативний вплив електромагнітного випромінювання ВДТ ПЕОМ.

Основні небезпечні та шкідливі фактори при проведенні наукових досліджень та створенню фазованих антенних решіток:

- можливість ураження електричним струмом;
- механічні шуми, які пов'язані з роботою системи комп'ютера;
- значна напруга зорових органів і пов'язане з цим перевтомлення користувача при роботі за ПК;

- значне навантаження на пальці і кисті рук, що при відсутності профілактики і медичного контролю, може викликати професійні захворювання;
- тривале перебування в одному й тому ж самому положенні сидячи, що викликає застійні явища в організмі людини;

Оброблення отриманих у ході експерименту результатів проводиться за допомогою персонального комп'ютера (ПК). При роботі за персональним комп'ютером людина піддається впливу іонізуючого, інфрачервоного й ультрафіолетового випромінювань екрана монітора, рівні яких повинні відповідати вимогам ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми. Гігієнічні вимоги до організації роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин».

3.2 Технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії

3.2.1 Електробезпека

Відповідно до ДСТУ ІЕС 61140:2015 електроустаткування в робочому приміщенні (крім ВДТ ПЕОМ - II клас та вимірювальної техніки – 0I клас) відноситься до I класу, так як воно має робочу ізоляцію і підключається до електромережі за допомогою трьохконтактних вилок, один з виводів яких підключений до заземленого виводу розетки. Підключення устаткування виконане відповідно до вимог ПУЕ й ДНАОП 0.00-1.21-98.

Робоче приміщення нежарке, сухе, відноситься до класу приміщень без підвищеної небезпеки поразки персоналом електричним струмом, оскільки відносна вологість повітря не перевищує 75%, температура не більше 35°C, відсутні хімічно агресивні середовища (ПУЕ-2017), а також відсутня можливість одночасного дотику до металоконструкцій будівлі, що мають контакт із землею, та до струмопровідних елементів електроустаткування. Живлення електроприладів у робочому приміщенні здійснюється від трьохфазної мережі

із глухозаземленою нейтраллю напругою 220 В і частотою 50 Гц із використанням автоматів струмового захисту. У приміщенні застосована схема занулення.

Для зменшення значень напруг дотику й відповідних їм величин струму, при нормальному й аварійному режимах роботи електроустаткування необхідно виконати повторне захисне заземлення нульового дроту. Виконаємо електричний розрахунок електромережі на перевірку вимикаючої здатності автоматів струмового захисту.

Розрахунок на вимикаючу здатність, включає визначення значення струму К.З. і перевірку кратності його стосовно номінального струму пристроїв максимального струмового захисту. Вихідні дані для розрахунку:

- а) $U_{\phi} = 220$ В – фазова напруга;
- б) кабель чотирьох жильний, матеріал – алюміній ($\rho = 0,028$ Ом*мм²/м);
- в) відстань від трансформатора до споживача (L) = 150м;
- г) номінальний струм спрацьовування автомата захисту ($I_{\text{ном}}$) = 20 А.

Струм однофазного К.З. визначається по формулі:

$$I_{\text{к.з.}} = \frac{U_{\phi}}{R_{\phi} + R_0 + \frac{Z_m}{3}} = \frac{220}{2,3 + 2,4 + 0,16} = 45 \text{ А,}$$

де:

$R_{\phi} = 2,3$ Ом – активний опір фазного проводу;

$R_0 = 2,4$ Ом – активний опір нульового проводу;

$Z_m/3 = 0,16$ Ом – розрахунковий опір трансформатора потужністю 250 Вт.

Кратність струму однофазного короткого замикання стосовно номінального струму спрацьовування автомата захисту. Для надійної роботи автомата захисту повинна виконуватись наступна:

$$K_{\text{м}} = \frac{I_{\text{к.з.}}}{I_{\text{ном}}} > 1,45$$

де $I_{к.з.}$ – струм короткого замикання; $I_{ном.}$ – номінальний струм спрацювання автомату захисту. .

$$K_M = 2,25$$

З розрахунків видно, що при однофазному К.З. автомат струмового захисту буде надійно спрацьовувати.

При однофазному К.З. максимальне значення напруги яка появиться на корпусі при аварійному режимі за час спрацювання максимального струмового захисту, $U_{max.}$ щодо землі: $U_{max.} = I_{к.з.} R_0 = 45 \cdot 2,4 = 108$ В. Ця напруга менша $U_{доп} = 500$ В ($t_{дії} < 0,1$ сек.) згідно з ПУЕ-2017. З метою зниження $U_{max.}$ як у нормальному, так і у аварійному режимі варто використовувати повторне заземлення нульового дроту.

3.2.2 Правила безпеки під час експлуатації електронно-обчислювальних машин

Правила безпеки під час експлуатації ВДТ ЕОМ регламентуються ДСанПІН 3.3.2.007–98 та “Вимоги щодо безпеки та захисту здоров’я працівників під час роботи з екранними пристроями”, які встановлюють вимоги безпеки та санітарно-гігієнічні вимоги до обладнання робочих місць користувачів ЕОМ і працівників, що виконують обслуговування, ремонт та налагодження ЕОМ, та роботи з застосуванням ЕОМ, відповідно до сучасного стану техніки та наукових досліджень у сфері безпечної організації робіт з експлуатації ЕОМ та з урахуванням положень міжнародних нормативно-правових актів з цих питань (директиви Ради Європейського союзу 90/270/ЄЕС, 89/391/ЄЕС, 89/654/ЄЕС, 89/655/ЄЕС, стандарти ISO, МРPII).

3.2.3 Організація оптимального режиму праці та відпочинку при використанні ЕОМ

Облаштування робочих місць, обладнаних ЕОМ, ВДТ, повинно забезпечувати:

- ДСТУ ISO 9241-3-2001_Ергономічні вимоги до роботи з відеотерміналами в офісі. Частина 3. Вимоги до відеотерміналів (ISO 9241-31992, IDT);
- ДСТУ ISO 9241-62004_Ергономічні вимоги до роботи з відеотерміналами в офісі. Частина 6. Вимоги до робочого середовища;
- ДСанПін 3.3.2.007-98_Гігієнічні вимоги до організації роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин;

Будівлі та приміщення, в яких експлуатуються ЕОМ та виконуються їх обслуговування, налагодження і ремонт, повинні відповідати вимогам: СНиП 2.09.02-85 “Производственные здания”, СНиП 2.09.04-87 “Административные и бытовые здания”, “Правил устройства электроустановок”, затверджених Головдерженергонаглядом СРСР 1984 р. (ПВЕ), “Правил технической эксплуатации электроустановок потребителей”, затверджених Головдерженергонаглядом з доповненнями, затвердженими наказом Держкоммістобудування України від 29.12.94 № 106, СН 512-78 “Инструкция по проектированию зданий и помещений для электронно-вычислительных машин”, ДСанПін 3.3.2.-007-98 “Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин“, затверджених МОЗ України 10.12.98.

Заборонено розміщувати робочі місця з ВДТ, ЕОМ у підвальних приміщеннях, на цокольних поверхах, поряд з приміщеннями, в яких рівні шуму та вібрації перевищують допустимі значення (поряд з механічними цехами, майстернями тощо), з мокрими виробництвами, з вибухопожежонебезпечними приміщеннями категорій А і Б, а також над такими приміщеннями або під ними.

Приміщення мають бути обладнані системами водяного опалення, кондиціонування або припливно-витяжною вентиляцією відповідно до СНиП 2.04.05-91.

Згідно з “Вимоги щодо безпеки та захисту здоров’я працівників під час роботи з екранними пристроями” площу приміщень визначають із розрахунку, що на одне робоче місце вона має становити не менше ніж 6 м², а об’єм не

менше ніж 20 м^3 з урахуванням максимальної кількості осіб, які одночасно працюють у зміні. Приміщення являє собою кімнату розміром $7 \times 5 \text{ м.}$, висотою 4 м. Розмір дверного прорізу $1,5 \text{ м.}$

Площа й об'єм приміщення знаходимо по формулах:

$$S = ab,$$

$$V = Sh,$$

де a – довжина, b – ширина, h – висота приміщення.

Маємо:

$$S = 7 \cdot 5 = 35 \text{ м}^2, V = 35 \cdot 4 = 140 \text{ м}^3.$$

Зведемо нормативні та фактичні дані приміщення в таблицю 6.1.

Таблиця 6.1 — Параметри приміщення

Назва характеристики	Нормати-	Фактичне
Площа приміщення з розрахунку	$>6 \text{ м}^2$	35 м^2
Об'єм приміщення з розрахунку	$>20 \text{ м}^3$	140 м^3
Висота приміщення	$3,5 - 4 \text{ м}$	4 м
Розміри дверей	$\geq 1,1 \times 1,8 \text{ м}$	$1,5 \times 2 \text{ м}$
Відстань від стіни зі світловими прорізами до ВДТ	$\geq 1 \text{ м}$	$1,5 \text{ м}$

На підставі отриманих результатів можна зробити висновок, що геометричні розміри приміщення цілком відповідають нормативним вимогам.

Оздоблюють стіни, стелю, підлогу приміщення з матеріалів, які дозволені органами державного санітарно-епідеміологічного нагляду. Заборонено застосовувати полімерні матеріали (деревостружкові плити, шпалери, що можна мити, рулонні синтетичні матеріали, шаруватий паперовий пластик, тощо), що виділяють у повітря шкідливі хімічні речовини. За розміщенням робочих місць з ВДТ, ЕОМ потрібно витримувати такі відстані: від стін зі світловими прорізами не менше 1 м ; між бічними поверхнями ВДТ не менше $1,2 \text{ м}$; між тильною поверхнею одного ВДТ та екраном іншого не менше $2,5 \text{ м}$; прохід між рядами

робочих місць не менше 1 м. Робочі місця з ВДТ щодо світлових прорізів розміщують так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва. Екран ВДТ і клавіатура мають розміщуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків і символів. Розміщення екрана ВДТ має забезпечувати зручність зорового спостереження у вертикальній площині під кутом $\pm 30^\circ$ від лінії зору працівника.

Усі вище перераховані вимоги відповідають робочому приміщенню, де проводяться дослідження.

3.2.4 Виробниче освітлення

Приміщення в якому працюють з ЕОМ мають бути оснащені природним і штучним освітленням відповідно до ДБН В.2.5-28-2018. Природне освітлення має здійснюватись через світлові прорізи, які орієнтовані переважно на північ чи північний схід і обладнані регульовальними пристроями відкривання та жалюзями, завісками, зовнішніми козирками.

Робота користувачів комп'ютерів характеризується значним напруженням зорового аналізатора, тому виключно важливе значення має забезпечення раціонального освітлення робочих місць. Зоровий дискомфорт може бути викликаний:

- неправильною орієнтацією робочого місця відносно світлових отворів (вікон);
- неадекватними світловими характеристиками світильників (та/або) неправильним їх просторовим розташуванням відносно робочих місць;
- засліплюючою дією яскравих предметів, що знаходяться в полі зору користувача (пряма блискість);
- дзеркальним відбиттям на екрані предметів з високою яскравістю, що знаходяться за спиною користувача (відбита блискість);
- неправильним розподілом яскравості в полі зору користувача;
- засвіченням екрана прямим чи розсіяним світлом світильників або небосхилу через світлові отвори.

У забезпеченні максимально комфортних умов зорової роботи вагома роль належить оптимізації кількісних та якісних показників освітлення.

Нормований рівень освітленості на робочому столі в зоні розташування документа становить 300—500 лк.

Розташовувати робочі місця з відеотерміналами необхідно таким чином, щоб в поле зору користувача не потрапляли вікна або випромінюючі світло поверхні світильників.

Для обмеження прямої блискоті від джерел природного (вікна) та штучного (світильники) освітлення необхідно, щоб яскравість їх поверхонь, що перебувають у полі зору користувача ВДТ не перевищувала 200 кд/м², яскравість же відблисків на екрані ВДТ не повинна перевищувати 40 кд/м².

При дослідженні штучного освітлення треба аналогічно природному освітленню порівняти фактичне значення з нормованим. Нормоване значення освітлення для адміністративно-управлінських приміщень при загальній освітленості по ДБН 3.2.5-28-2018 при використанні люмінесцентних ламп $E_n = 400$ люкс.

Значення фактичного освітлення E_ϕ може розраховуватися за допомогою методу коефіцієнта використання світлового потоку по формулі:

$$E_\phi = \frac{F_L \cdot \eta_B \cdot N \cdot n}{S \cdot K_3 \cdot Z} = \frac{3120 \cdot 0,5 \cdot 6 \cdot 3}{45 \cdot 1,5 \cdot 1,1} = 378 (\text{люкс}) \quad (5.5)$$

де: F_L - світловий потік лампи, лм (для люмінесцентних ламп потужністю 40 Вт – $F_L = 3120$ лм);

η_B - коефіцієнт використання світлового потоку ($\eta_B = 0,4..0,6 = 0,5$);

$N=6$ – кількість світильників, шт;

$n=3$ – кількість ламп у світильнику, шт;

$S=45 \text{ м}^2$ – площа приміщення, м²;

K_3 – коефіцієнт запасу, $K_3=1,5..2$; $K_3 = 1,5$

$Z=1,1$ – коефіцієнт нерівномірності освітлення.

Допустиме відхилення фактичного освітлення від нормативного є +20%..-10%.

Отже, усі вимоги до освітлення робочого місця відповідають параметрам освітлення приміщення, де проводиться дослідження.

3.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях

Безпека у надзвичайних ситуаціях (БНС) регламентується планами локалізації та ліквідації наслідків аварійних ситуацій (ПЛАС). Основними складовими ПЛАС є розробка технічних рішень та організаційних заходів, щодо оповіщення, евакуації та дії персоналу при надзвичайних ситуаціях, а також визначення основних заходів з пожежної безпеки.

3.3.1 Обов'язки та дії персоналу при надзвичайних ситуаціях

У разі виявлення ознак НС працівник, який їх помітив, повинен:

- негайно повідомити про це засобами зв'язку органи ДСНС, вказати при цьому адресу кількість поверхів, місце виникнення НС, наявність людей, а також своє прізвище;
- повідомити про НС керівника, адміністрацію, пожежну охорону підприємства;
- організувати оповіщення людей про НС;
- вжити заходів щодо евакуації людей та матеріальних цінностей;
- вжити заходів щодо ліквідації наслідків НС з використанням наявних засобів.

Керівник та пожежна охорона установи, яким повідомлено про виникнення пожежі, повинні :

- перевірити, чи викликано підрозділи ДСНС;
- вимкнути у разі необхідності струмоприймачі та вентиляцію;
- у разі загрози життю людей негайно організувати їх евакуацію та їх рятування, вивести за межі небезпечної зони всіх працівників, які не беруть участь у ліквідації НС;

- перевірити здійснення оповіщення людей про НС;
- забезпечити дотримання техніки безпеки працівниками, які беруть участь у ліквідації НС;
- організувати зустріч підрозділів ДСНС, надати їм допомогу у локалізації та ліквідації пожежі.

Після прибуття підрозділів ДСНС та Державної пожежної охорони повинен бути забезпечений безперешкодний доступ їх до місця, де виникла пожежа.

3.3.2 Вимоги щодо організації ефективної роботи системи сповіщення персоналу у разі виникнення нс

Розміри зон оповіщування, черговість оповіщування та час початку оповіщування людей в окремих зонах визначаються, виходячи з умов забезпечення безпечної та своєчасної евакуації людей у разі виникнення НС.

Оповіщування про НС та управління евакуацією людей здійснюється одним з наступних способів або їх комбінацією:

- поданням звукових і (або) світлових сигналів в усі виробничі приміщення будівлі з постійним або тимчасовим перебуванням людей;
- трансляцією текстів про необхідність евакуації, шляхи евакуації, напрямки руху й інші дії, спрямовані на забезпечення безпеки людей;
- трансляцією спеціально розроблених текстів, спрямованих на запобігання паніці й іншим явищам, що ускладнюють евакуацію;
- розміщенням знаків безпеки на шляхах евакуації згідно з ДСТУ ISO 6309;
- ввімкненням евакуаційних знаків "Вихід";
- ввімкненням евакуаційного освітлення та світлових покажчиків напрямку евакуації.

Кількість оповіщувачів, їх розміщення та потужність повинні забезпечувати необхідну чутність у всіх місцях постійного чи тимчасового перебування людей.

У місцях, де є небезпека механічного ушкодження оповіщувачів, повинен бути забезпечений їх захист, що не порушує працездатності оповіщувачів. Встановлення звукових та мовних оповіщувачів у виробничих приміщеннях повинно виключати можливість концентрації та нерівномірного розподілу звуку.

Оповіщувачі повинні підключатися до мережі без роз'ємних пристроїв і не мати регуляторів гучності. Сигнали оповіщення про пожежу повинні відрізнятися від сигналів іншого призначення. Комунікації системи оповіщення людей про пожежу можуть проектуватися суміщеними з радіотрансляційної мережею будівлі.

Електропостачання, заземлення, занулення, вибір та прокладання мереж оповіщення приймаються згідно з вимогами до систем пожежної сигналізації за ДБН В.2.5-56-2014.

3.3.3 Пожежна безпека

Відповідно до ДСТУ Б.В.1.1-36:2016 «Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою») робоче приміщення науково–дослідної лабораторії містить тверді горючі та важкогорючі речовини і матеріали, і належить до категорії В приміщень з вибухопожежною та пожежною небезпекою (тверді горючі і важкогорючі речовини та матеріали, речовини і матеріали, які при взаємодії з водою, киснем, повітря або один з одним здатні тільки горіти).

Згідно ДНАОП 0.00–1.32–01. «Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок» клас робочого приміщення відповідає класу П–Па робочих зон з вибухо– та пожежонебезпеки, тобто простір приміщення містить тверді горючі речовини або матеріали, що нездатні переходити у зважений стан.

Джерелами загоряння можуть бути електричні іскри, коротке замикання, перевантаження електропроводки, несправність апаратури, паління в примі-

щенні. Тому для запобігання пожежі в приміщенні проводяться пожежно–профілактичні заходи: застосування запобіжників в електричних мережах, використання пилонепроникних сполучних і розподільних коробок, використовується лише електрообладнання закритого типу, внутрішній простір якого відділений від зовнішнього середовища оболонкою, а також проводиться інструктаж з техніки пожежної безпеки.

Відповідно до ДСТУ 3675–98 та ISO 3941–2007 «Первинні засоби пожежегасіння» у науково–дослідницькій лабораторії (клас пожежонебезпеки «Е») знаходяться два вогнегасника: вуглекислотний типу «ОУ–5» і порошковий «ОП–2».

«ОУ-5» розташований на висоті 1,5 м від підлоги поруч із вихідними дверима.

Передбачаються наступні заходи з метою забезпечення пожежної безпеки:

- постійний контроль стану засобів пожежогашіння;
- застосування автоматичних установок пожежної сигналізації;
- організація за допомогою технічних засобів, включаючи автоматичні, своєчасного оповіщення та евакуації людей;
- контроль за станом ізоляції струмоведучих дротів;
- заборонено паління в приміщенні;
- неприпустимість знаходження у приміщенні горючих і вибухонебезпечних речовин;
- допуск до роботи осіб, які в установленому порядку пройшли навчання, інструктаж і перевірку знань з пожежної безпеки.

У приміщенні виконані всі вимоги НАПБ А.01.001–2004 «Правил пожежної безпеки України».

Таким чином, у науково–дослідницькій лабораторії забезпечуються технічні та організаційні заходів з пожежної безпеки.

4 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Даний розділ має на меті проведення маркетингового аналізу стартап проекту задля визначення принципової можливості його ринкового впровадження та можливих напрямків реалізації цього впровадження.

Розроблення та виведення стартап-проекту на ринок передбачає здійснення низки кроків, в межах яких визначають ринкові перспективи проекту, графік та принципи організації виробництва, фінансовий аналіз та аналіз ризиків і заходи з просування пропозиції для інвесторів.

4.1 Опис ідеї проекту

В межах цього підрозділу аналізується зміст ідеї, можливі напрямки застосування, основні вигоди які може отримати користувач товару та відмінності від існуючих аналогів та замінників.

Таблиця 4.1. — Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Розробка ультраширококутної тонкопрофільної ФАР із можливістю сканування у широкому секторі кутів.	Апаратура різного функціонального призначення, що працює у надвисокочастотному (вище 1 ГГц) діапазоні частот	Робота у ультраширокому діапазоні частот, можливість сканування у широкому секторі кутів, тонкий профіль антенного полотна, економічно вигідна технологія виготовлення пристрою

Основним конкурентом розроблюваному проекту може бути модифікована структура, яка базується на інших типах випромінюючих елементів, що

входять у склад ФАР. Використання інших матеріалів (діелектричних, магнітоелектричних та резистивних) в якості навантаження, може збільшити можливості сканування, ціною збільшення ваги/об'єму решітки.

Таблиця 4.2. — Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ n	Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів		W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Решітка на основі елементів Вівальді			
1	Економічно вигідна технологія виготовлення	+	+	-	-	+
2	Широкий сектор сканування ($\pm 60^\circ$)	+	-	-	-	+
3	Тонкий профіль решітки ($0,1\lambda_n$)	+	-	-	-	+

Визначений перелік слабких, сильних та нейтральних характеристик та властивостей ідеї потенційного товару є підґрунтям для формування його конкурентоспроможності.

4.2 Технологічний аудит ідеї проекту

В межах даного підрозділу проводиться аудит технології, за допомогою якої можна реалізувати ідею даного проекту.

Для реалізації цього проекту потрібно обрати набір інструментів для автоматичного проектування, моделювання та оптимізації ФАР. Оглянуто три варіанта:

1. *AWR Microwave Office* — дає змогу проектувати системи на ВЧ та НВЧ частотах радіоелектронних приладів найрізноманітнішого призначення з різними методами реалізації.

2. *CST Microwave Studio* — Дана програма входить в пакет програм *CST STUDIO SUITE*, і вона стала одною з основних програм цього пакету в якій можна досить точно і швидко змодельовати будь які типи систем такі як — антени, фільтри, відгалужувачі, планарні структури. Дане середовище працює за методом покрокового обрахунку топології, яку потрібно розрахувати. Вона розбиває всю топологію приладу на багато частин і таким чином аналізує кожен ділянку топології.

3. *HFSS* — призначена для проектування тривимірних НВЧ приладів та має декілька методів розрахунку. Для вирішення досить складних практичних задач треба приділяти велику увагу методам синтезу та налаштування програми *HFSS* для створення тривимірних моделей на основі хвилеводу, мікро смужки, антен. Програма дозволяє моделювати різні види неоднорідних структур, новітніх антен та різноманітних приладів.

Таблиця 4.3. — Технологічна здійсненність проекту

№ <i>n</i>	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність те- хнології	Доступність технології
1	Розробка топології нового смугового НВЧ фільтру з подоланням основних недоліків традиційних смугових фільтрів НВЧ	<i>AWR Microwave Office</i>	так	так
2		<i>CST Microwave Studio</i>	так	так
3		<i>HFSS</i>	так	так
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: <i>CST Microwave Studio</i>				

Даний проект можливо реалізувати і в якості технологічного шляху обрано *CST Microwave Studio* через наявність у автора проекту відповідних навичок у даному середовищі автоматичного проектування.

4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

В межах цього підрозділу проводиться визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, які можуть перешкодити реалізації проекту, дозволяє спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Таблиця 4.4. — Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ <i>n</i>	Показники стану ринку	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	3
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	Невідомий
3	Динаміка ринку	Зростає
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Невідома
№ <i>n</i>	Показники стану ринку	Характеристика
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Існують
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	Невідома

За результатами аналізу таблиці робиться висновок щодо привабливості для входження за попереднім оцінюванням.

Визначимо потенціал групи клієнтів

Таблиця 4.5. — Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудито- рія (цільові сег- менти ринку)	Відмінності у поведінці різних потен- ційних цільо- вих груп клі- єнтів	Вимоги спо- живачів до товару
1	Подолання основних недоліків існуючих ФАР. Вдосконалення характеристик таких як робоча смуга час- тот, профіль антен- ного полотна, можли- вість сканування у широкому секторі ку- тів, економічно вигі- дна технологія виго- товлення.	Підприємства у сфері телекому- нікацій, супутни- кового та мобіль- ного зв'язку, ра- діопротидії, без- пілотного назем- ного та повітря- ного транспорту. Військова галузь	Невідомі	Відповід- ність харак- теристики товару до на- даного замо- вником тех- нічного за- вдання

Проведемо аналіз ринкового середовища: складаються таблиці факторів, що сприяють ринковому впровадженню проекту, та факторів, що йому перешкоджають.

Таблиця 4.6. — Фактори загроз

№ п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Новий функціо- нал ПЗ конкуре- нтів	Впровадження технології SDR, що використовує малогабаритні мікросхеми в якості елементів ФАР.	Вихід з ринку

Таблиця 4.7. — Фактори можливостей

№ <i>n</i>	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Новий функціонал у проекті, що розробляється	Додавання нових ідей та покращення характеристик у проект, що розробляється	Розроблення цього функціоналу

Проведемо аналіз пропозиції: визначимо загальні риси конкуренції на ринку.

Таблиця 4.8. — Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
Тип конкуренції — олігополія	Домінує невелика кількість конкуруючих фірм	Зменшення прибутку, попиту, кількості клієнтів, втрата свого місця на ринку, якщо не вдосконалити свій товар і не бути активним гравцем ринку
За рівнем конкурентної боротьби — національна	Даний товар виробляється та постачається в багатьох країнах світу	Зменшення прибутку, попиту, кількості клієнтів, втрата свого місця на ринку, якщо не вдосконалити свій товар і не бути активним гравцем ринку
За галузевою ознакою — внутрішньогалузева	Товар може вироблятися в одній галузі	—
Конкуренція за видами товарів — невідомо	—	Зменшення прибутку, попиту, кількості клієнтів, втрата свого місця на ринку, якщо не вдосконалити свій товар і не бути активним гравцем ринку
За характером конкурентних переваг — нецінова	Перевагою даного товару є його особливість та функціонал, а не якість	Зменшення прибутку, попиту, кількості клієнтів, втрата свого місця на ринку, якщо не вдосконалити свій товар і не бути активним гравцем ринку

За інтенсивність — не- відомо	—	—
----------------------------------	---	---

Проведемо більш детальний аналіз умов конкуренції у галузі.

Таблиця 4.8. — Аналіз конкуренції у галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі кон- куренти	Потенційні конкуренти	Постачаль- ники	Клієнти	То- вари- за- мін- ники
	Невідомо	Розробники аналогіч- них моде- лей НВЧ смугових фільтрів	Невідомо	Невідомо	Неві- домо
Висно- вки	Невідомо	Є можли- вість ви- ходу на ри- нок	Невідомо	Невідомо	Неві- домо

За результатами аналізу таблиці можна зробити висновок, що працювати на даному ринку можна. Для поширення продукту він повинен володіти необхідними характеристиками, які будуть долати недоліки вже впроваджених рішень.

Перелічимо фактори конкурентоспроможності

Таблиця 4.9. — Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ <i>n</i>	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
---------------	-------------------------------	---------------

1	Новизна	Характеристики даного продукту долають суттєві недоліки традиційних продуктів існуючих на ринку
---	---------	---

Таблиця 4.10. — Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін проекту

№ n	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з ... (назва підприємства)						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Новизна								

Проведемо SWOT-аналіз.

Таблиця 4.11. — SWOT-аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Новизна	Слабкі сторони: Відсутність стартового капіталу
Можливості: Покращення існуючих результатів Впровадження нової метало-діелектричної структури	Загрози: Продукти-замінники

З огляду на SWOT-аналіз можна прийти до висновку що немає потреби розробляти альтернативи ринкового впровадження цього проекту.

4.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 4.12. — Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ <i>n</i>	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Науковці	Готові	Високий	У сегменті значна конкуренція	Важко
2	Розробники пристроїв НВЧ	Готові	Високий	У сегменті не значна конкуренція	Важко

Цільові групи обрано: науковці, розробники пристроїв НВЧ.

Для роботи в обраних сегментах ринку сформулюємо базову стратегію розвитку.

Таблиця 4.13. — Визначення базової стратегії розвитку

№ <i>n</i>	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції	Базова стратегія ринку
1	Диференційований маркетинг	Новизна	Стратегія спеціалізації

Виберемо конкурентну поведінку.

Таблиця 4.14. — Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ n	Чи є про- ект «першопро- хідцем» на ри- нку?	Чи буде компанія шу- кати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копі- ювати основні характерис- тики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
1	Так	Ні	Ні	Заняття конкурентної ніші

Розробимо стратегію позиціонування, що полягає у формуванні ринкової позиції, за яким споживачі мають ідентифікувати проект.

Таблиця 4.15. — Визначення стратегії позиціонування

№	Вимоги до товару цільової ау- диторії	Ба- зова стра- тегія роз- витку	Ключові кон- курентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які ма- ють сформувані комплексну позицію власного проекту
	Відпо- відність те- хнічному завданню виготовле- ного товару	Вдо- скона- лення іс- нуючої моделі	Інноваційність рі- шення Новітні ре- зультати даної га- лузі	—

4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Сформуємо маркетингову концепцію товару, який отримає споживач.

Таблиця 4.16. — Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ <i>n</i>	Потреба	Вигода, яку про- понує товар	Ключові переваги перед конкурентами
1	Впровадження нових сучасних рі- шень у існуючі то- вари на ринку	Покращені хара- ктеристики щодо се- лективних властивос- тей надвисокочастот- них фільтрів	Новизна

Таблиця 4.17. — Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні то- вару	Сутність та складові		
I. Товар за здумом	Впровадження нових сучасних рішень у існуючі товари на ринку		
II. Товар у реальному ви- конанні	Властивості/характерис- тики	М/Н м	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. Новизна		
	2. Простота		
	Якість: апробація на готових фізичних моделях		
	Пакування: відсутнє		
	Марка: відсутня		
	До продажу: відсутня		

III. Товар із підкріпленням	Після продажу: відсутня
Захист товару від копіювання буде організовано за рахунок захисту ідеї товару (захист інтелектуальної власності)	

Визначимо цінові межі, якими необхідно керуватись при встановленні ціни на товар.

Таблиця 4.18. — Опис трьох рівнів моделі товару

№ <i>n</i>	Рівень цін на то- вари-замін- ники	Рівень цін на то- вари-ана- логи	Рівень дохо- дів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1	70-100 тис. ум. од.	До 10 тис. ум. од.	Високий	Безкоштовно

Визначимо оптимальну систему збуту.

Таблиця 4.19. — Формування системи збуту

№ <i>n</i>	Специфіка закупівель- ної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина ка- налу збуту	Оптимальна система збуту
1	Цільові клієнти здійсню- ють свої покупки за по- передніми домовленос- тями та наданням ТЗ	Власна ком- панія повні- стю займа- ється збутом товару	Глибина ка- налу неве- лика, адже у збуті продук- ції не задіяні посередники	Доступ до то- вару викону- ється після попереднього замовлення

				та виготовлення
--	--	--	--	-----------------

Розробимо концепцію маркетингових комунікацій.

Таблиця 4.20. — Концепція маркетингових комунікацій

№ n	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
1	Цільові клієнти здійснюють свої покупки за попередніми домовленостями та наданням ТЗ	Бізнес прямо контактує із потенційними замовниками	Інноваційність рішення Новітні результати даної галузі	Схильність потенційних клієнтів до замовлення фільтру	Неагресивне рекламне повідомлення, що містить інформацію про продукт

Висновки за розділом

Досліджуючи товар із точки зору ринкової комерціалізації було виявлено перспективність впровадження даного продукту. Так як топологія є досить новою конкуренція серед аналогів не є суттєвою, поріг входження на ринок є доволі низьким, що дозволить на початкових етапах продажу зробити мінімальну ціну на виготовлення для заохочення більшої аудиторії.

ВИСНОВКИ

В магістерській дисертаційній роботі розроблено 3D модель, проведено дослідження та оптимізацію характеристик узгодження, випромінювання та сканування тонкопрофільної сканувальної ультраширокосмугової фазованої антенної решітки на основі сильно-зв'язаних дипольних елементів з інтегрованим живленням. В результаті досягнуто:

- для нескінченної (періодичної) решітки в діапазоні 2–12 ГГц КСХН ≤ 3 та ефективність випромінювання перевищує 78% при скануванні до 60° в E -площині і КСХН $\leq 3,4$ та ефективність випромінювання перевищує 73% при скануванні до 30° у H -площині. При цьому товщина решітки не перевищує 15,5 міліметра, що відповідає $0,1\lambda_l$ (де λ_l — довжина хвилі на нижній частоті робочого діапазону);
- для плоскої скінченної решітки розміром 11×11 елементів у тому ж діапазоні частот для такої ж товщини решітки модуль коефіцієнта відбиття (S_{11}) центрального (65-го) елемента не перевищує значення 0,5 у секторі сканування від 0° до $\pm 60^\circ$ в E -площині. При цьому ефективність випромінювання не менше 74%;
- для плоскої скінченної решітки розміром 16×16 елементів у тому ж діапазоні частот для такої ж товщини решітки модуль коефіцієнта відбиття (S_{11}) центрального (122-го) елемента не перевищує значення 0,5 у секторі сканування $\pm 60^\circ$ в E -площині. При цьому ефективність випромінювання не менше 76%.

Подальші дослідження скінченних тонкопрофільних сканувальних ультраширокосмугових фазованих антенних решіток на основі сильно-зв'язаних дипольних елементів з інтегрованим живленням мають бути сконцентровані на зменшенні впливу крайових ефектів та способах зменшення коефіцієнта відбиття при скануванні в H -площині.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

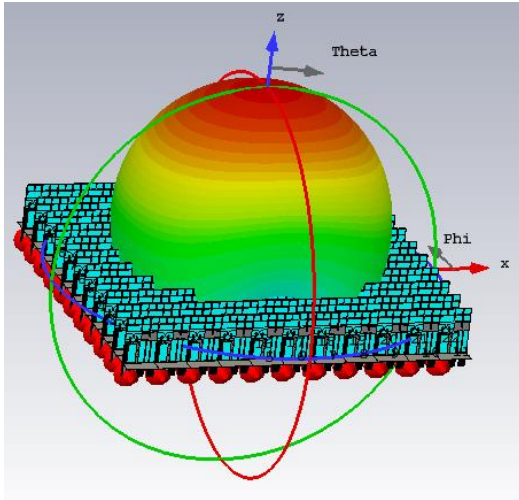
- [1] H. A. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," Proc. IRE, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947..
- [2] L. J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas," Journal of Applied Physics, vol. 19, no. 12, pp. 1163–1175, 1948..
- [3] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances," Journal of the Franklin Institute, vol. 249, pp. 57–83, Jan. 1950..
- [4] H. Holter, T.-H. Chio, and D. H. Schaubert, "Experimental results of 144-element dual-polarized endfire tapered-slot phased arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 48, no. 11, pp. 1707–1718, Nov. 2000..
- [5] P. J. Gibson, "The Vivaldi aerial," in Proc. 9th Eur. Microwave Conf., Brighton, U.K., Sept 1979, pp. 101–105.1.
- [6] D. H. Schaubert, S. Kasturi, A. O. Boryssenko, and W. M. Elsallal, "Vivaldi antenna arrays for wide bandwidth and electronic scanning," in EuCAP European Conference on Antennas & Propagation. IET, Nov. 2007, pp. 1–6.
- [7] R. Kindt and D. Taylor, "Polarization correction in dual-polarized phased arrays of flared notches," in Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. (APSURSI). IEEE, Jul. 2011, pp. 1961–1964..
- [8] J. D. S. Langley, P. S. Hall, and P. Newham, "Balanced antipodal vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays," Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings, vol. 143, no. 2, pp. 97–102, Apr. 1996.
- [9] W. Elsallal et al., "A sige-based ku-band digital beamforming array for high speed on-the-move comm/radar system," in Proc. IEEE Int. Symp. on Phased Array Sys. and Tech. (ARRAY). IEEE, Oct. 2010, pp. 868–875..

- [10] J. J. Lee, S. Livingston, and R. Koenig, "A low-profile wide-band (5:1) dual-pol array," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, no. 1, pp. 46–49, 2003..
- [11] M. W. Elsallal and J. C. Mather, "An ultra-thin, decade (10:1) bandwidth, modular BAVA array with low cross-polarization," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. (APSURSI)*. IEEE, Jul. 2011, pp. 1980–1983..
- [12] J. P. Doane, K. Sertel, and J. L. Volakis, "A wide scanning tightly coupled di-pole array with integrated balun (TCDA-IB)," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 61, no. 9m pp. 4538-4548, Sep. 2013.
- [13] R. Riviere, H. Jeuland, and S. Bolioli, "new equivalent circuit model for a broadband optimization of dipole arrays," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett*, vol 13, pp. 1300-1304, 2014.).
- [14] B. Munk, R. Taylor, W. Croswell, B. Pigon, R. Boozer, S. Brown, M. Jones, J. Pryor, S. Ortiz, J. Rawnick, K. Kerbs, M. Vanstrum, G. Gothard, and D. Wielbelt, "A low profile broad band phased array antenna," in *Proc. AP-S Symp.*, Columbus, OH, 2003, pp. 448.
- [15] M. Jones and J. Rawnick, "A new approach to broadband array design using tightly coupled elements," in *Proc. IEEE <MILCOM*, 2007, pp. 1–7..
- [16] I. Tzanidis, K. Sertel, and John L. Volakis. "UWB low-profile tightly coupled dipole array with integrated balun and edge terminations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 3017-3025, Jun. 2013..
- [17] E. Yetisir, N. Ghalichechian, and J. L. Volakis, "Ultrawideband array with 70° scanning using fss superstrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol 63, no 4, 1334-1341, Apr. 2015..
- [18] A. Boryssenko and T. Goodwin, "Broadband Antenna Array Aperture Made of Tightly coupled printed dipoles," in *Proc. PAST*, Oct. 18-21, 2016, pp. 1-6..

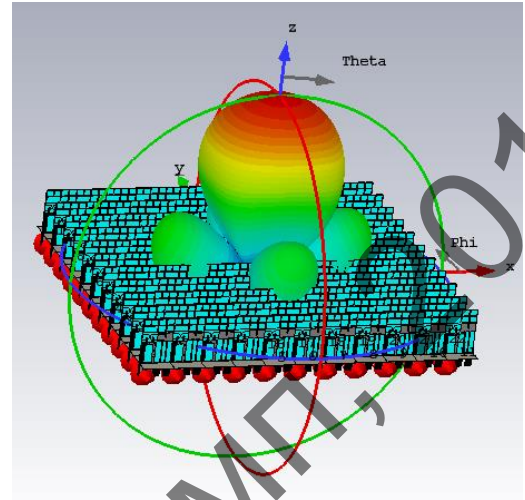
- [19] W. F. Moulder, K. Sertel, and J. L. Volakis, "Superstrate-enhanced ultrawideband tightly coupled array with resistive FSS," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 9, pp: 4166-4172, Sep. 2012..
- [20] W. F. Moulder, K. Sertel, and J. L. Volakis, "Ultrawideband Superstrate-Enhanced Substrate-Loaded array with integrated feed," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 11, pp. 5802-5807, Nov. 2013..
- [21] D. K. Papantonis, E. Yetisir, N. Ghalichechian, and J. L. Volakis, "Tunable Band Rejection of Wideband Arrays Using Digital variable capacitors," in *Proc. APSURSI*, Jun.26-Jul.1, 2016, pp.647-648..
- [22] J. A. Kasemodel, C. Chen, and J. L. Volakis, "wideband planar array with integrated feed and matching network for wide-angle scanning," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.61 no. 9, pp. 4528-4537, Sep. 2013..
- [23] S. S. Holland and M. N. Vouvakis, "A 7–21 GHz planar ultrawideband modular antenna array," in *Proc. APSURI*, Jul. 11-17, 2010, pp.1-4..
- [24] S. S. Holladnd and M. N. Vouvakis, "A 7–21 GHz planar ultrawideband modular antenna array," in *Proc. APSURSI*, Jul. 11-17, 2010, pp. 1-4..
- [25] S. S. Holland and M.N. Vouvakis, "A 7-21 GHz Dual-Polarized Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60 no. 10, pp. 45-89-4600, Oct. 2012..
- [26] Y. Zhang and A. K. Brown, "Octagonal Ring Antenna for a Compact Dual-Polarized Aperture Array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 10, p.3927-3932, Oct. 2011.
- [27] B. Munk, "Finite Antenna Arrays and FSS," Piscataway/Hoboken, NJ, USA: IEEE Press/Wiley-Interscience, 2003, ch. 6, pp. 181-213..
- [28] J. Zhong, E. A. Alwan and J. L. Volakis, "Ultra-Wideband Dual-Linear Polarized Phased Array with 60 scanning for simultaneous transmit and receive systems," in *Proc. iWAT*, Mar. 1-3, 2017, pp.140-141..

- [29] J. J. Lee, S. Livingston, and D. Nagata, "A low profile 10:1 (200–2000) wide band long slot array," Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp., Jul. 5–11, 2008..
- [30] J. Zhong, A. Johnson, E. A. Alwan, J. L. Volakis "Dual-Linear Polarized Phased Array With 9: 1 Bandwidth and 60° Scanning Off Broadside," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 67, 1996-2001..
- [31] Головенкін В. П. Положення про державну атестацію студентів НТУУ "КПІ" / В. П. Головенкін, В. Ю. Угольніков — К.: НТУУ «КПІ», 2013. — 98 с..
- [32] ДСТУ 3008-95 Документація. Звіти у сфері науки та техніки. Структура і правила оформлення : Чинний від 1996-01-01 — К.: Держстандарт України, 1995. — 37 с..

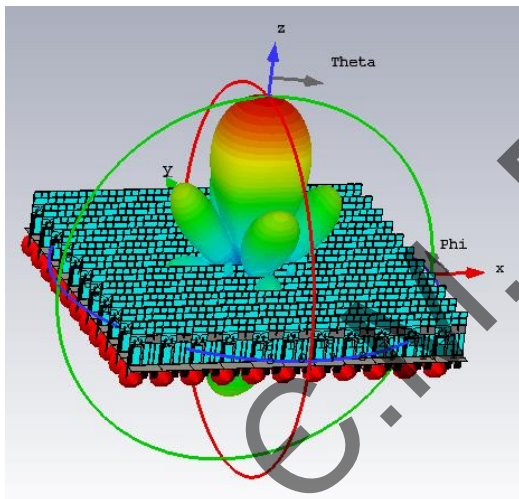
ДОДАТОК Б



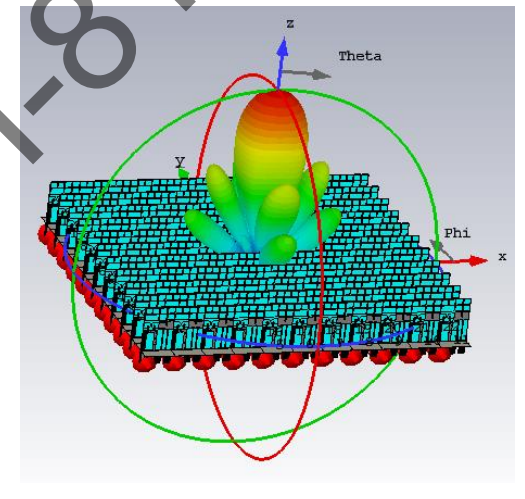
2 ГГц



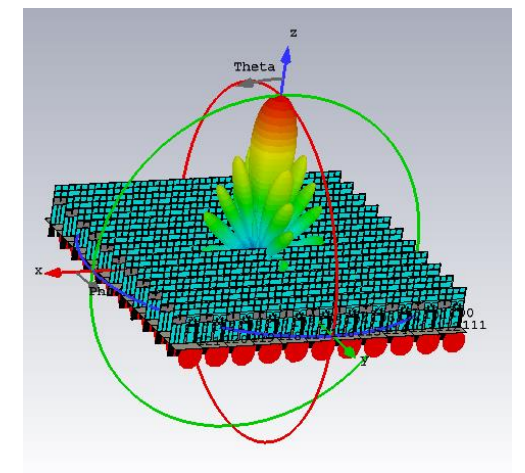
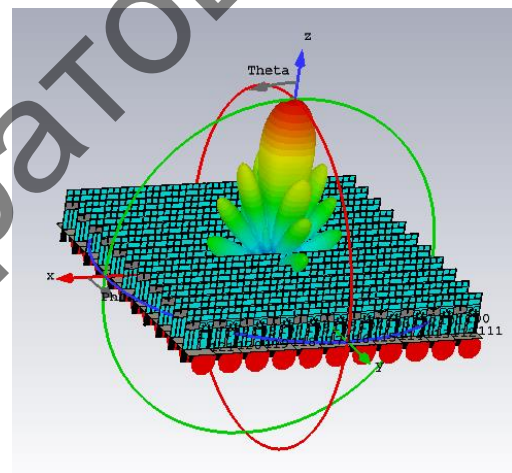
4 ГГц



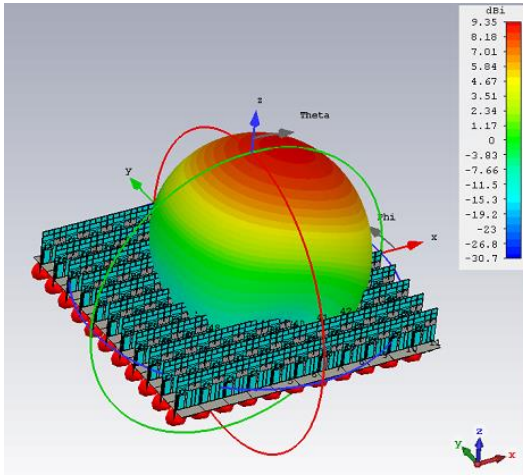
6 ГГц



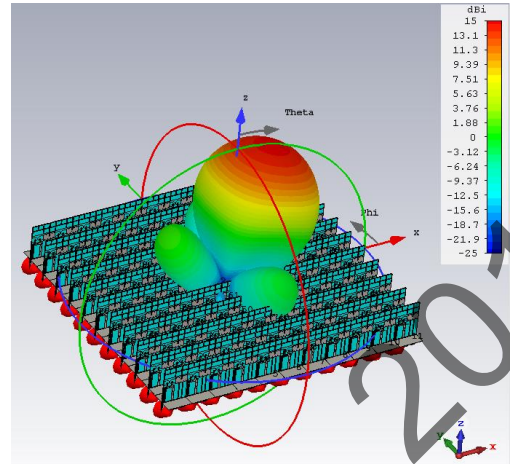
8 ГГц



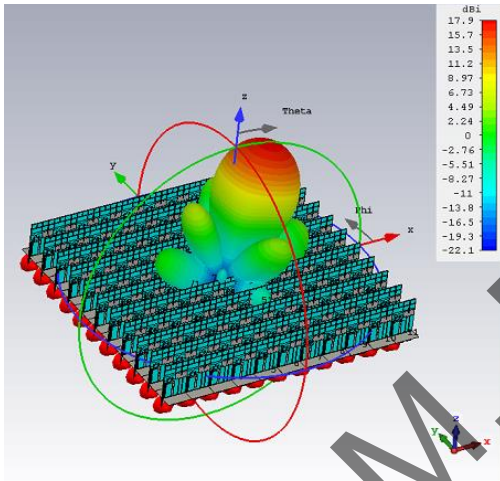
3D візуалізація ДС решітки 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону ($\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$)



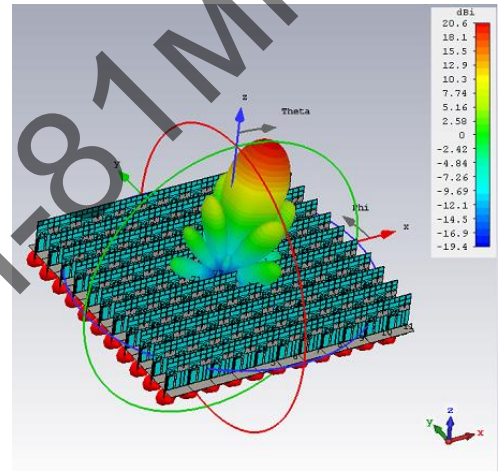
2 ГГц



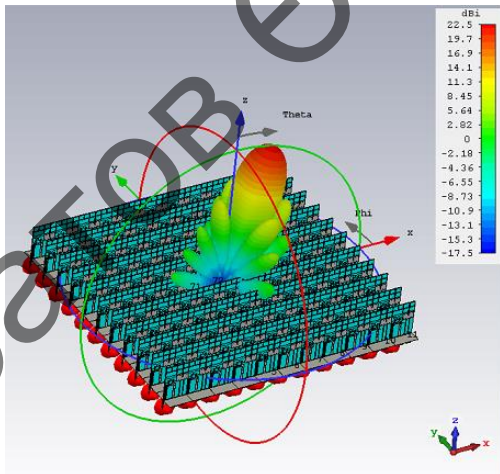
4 ГГц



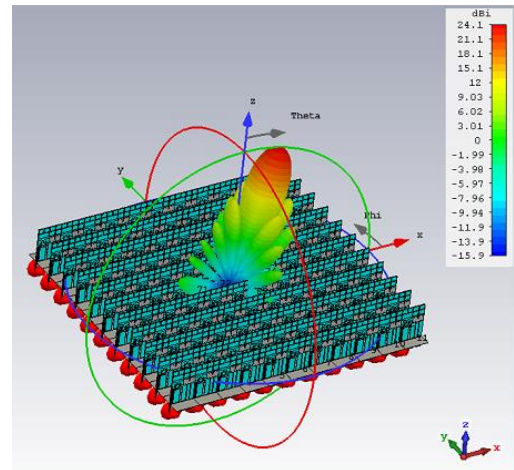
6 ГГц



8 ГГц

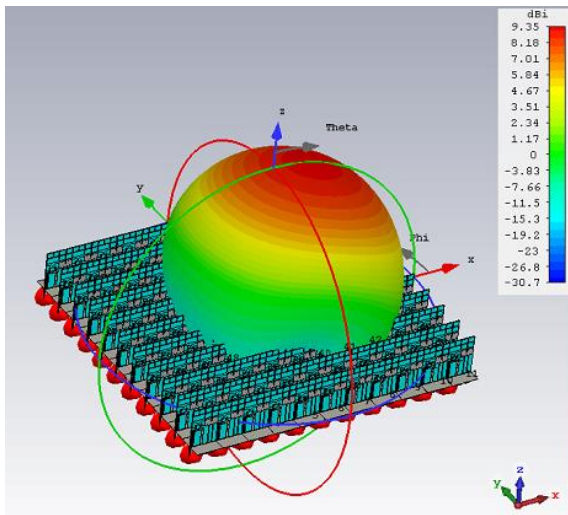


10 ГГц

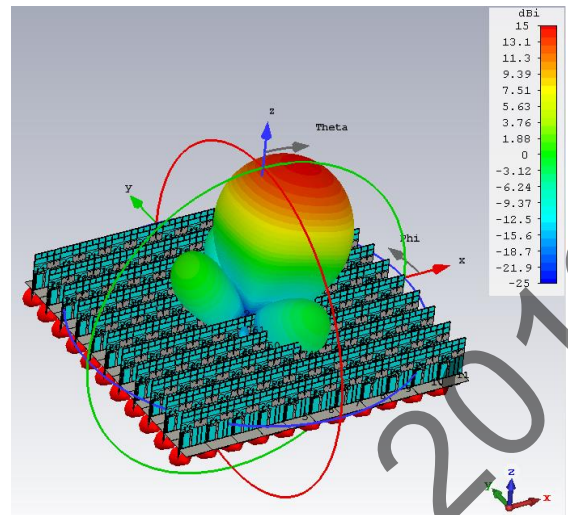


12 ГГц

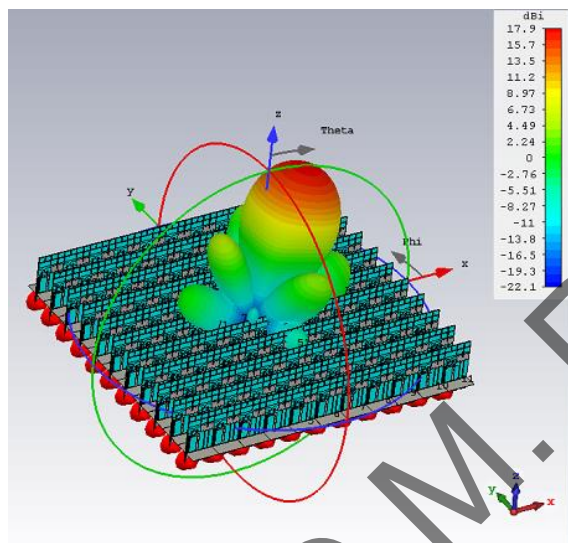
3D візуалізація ДС решітки 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону ($\theta = 15^\circ, \varphi = 0^\circ$)



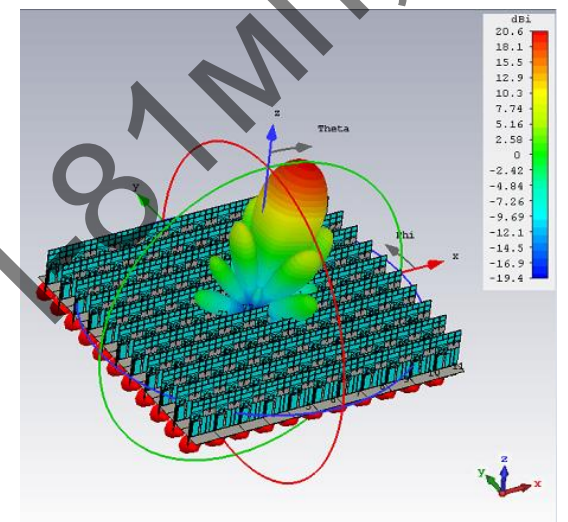
2 ГГц



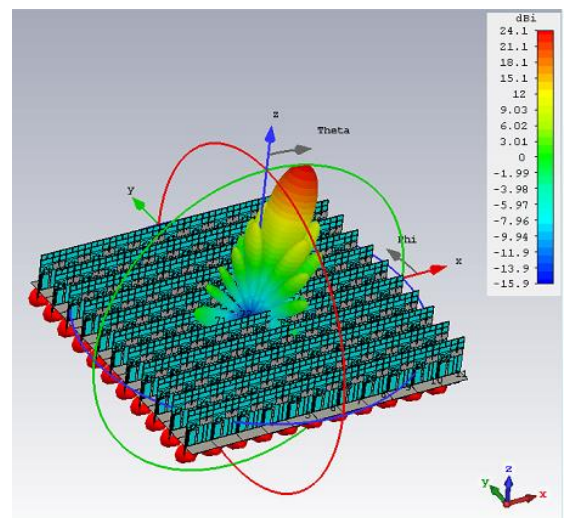
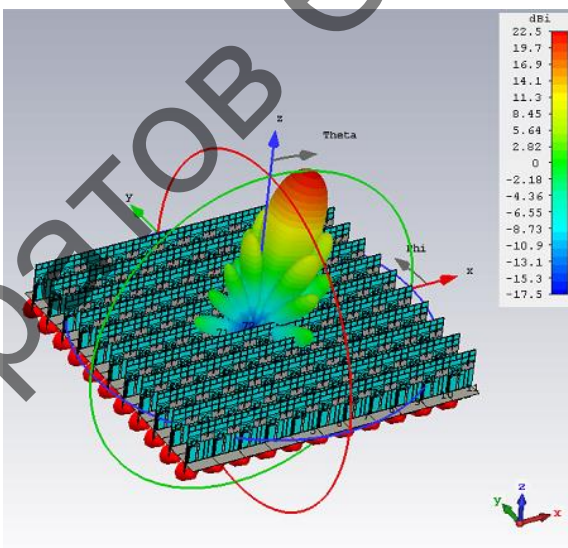
4 ГГц



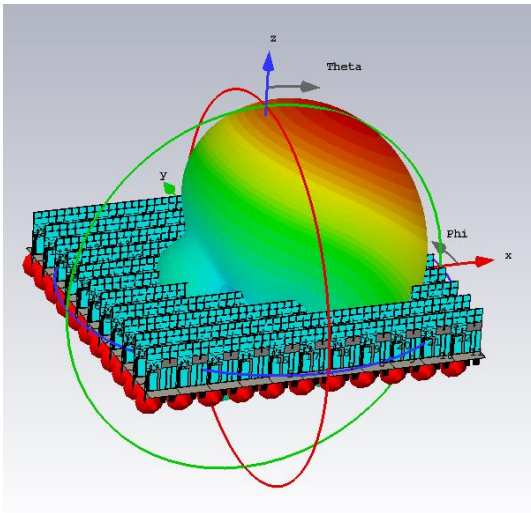
6 ГГц



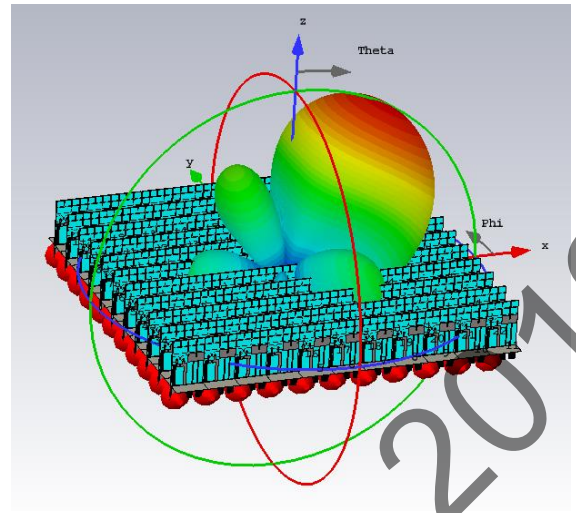
8 ГГц



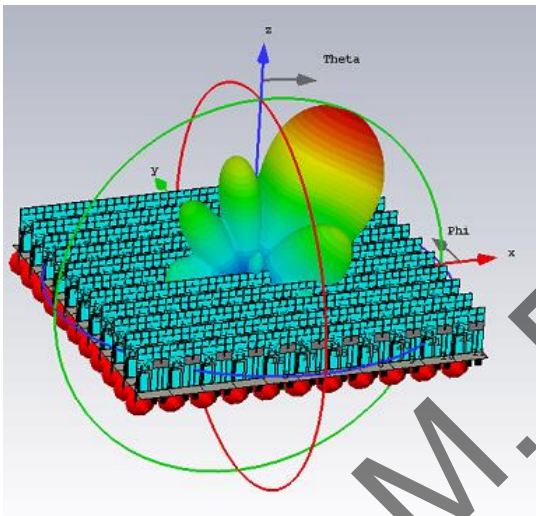
3D візуалізація ДС решітки 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону ($\theta = 30^\circ, \varphi = 0^\circ$)



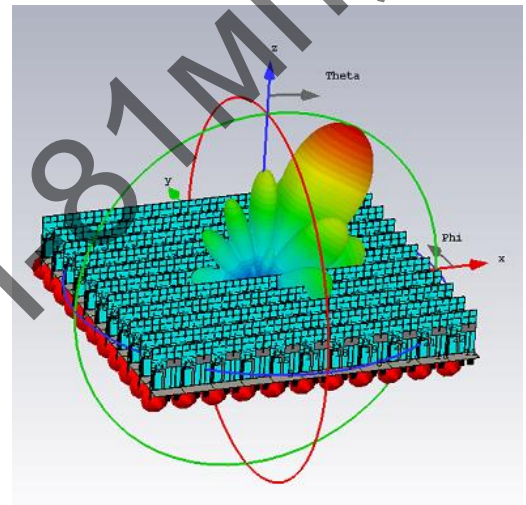
2 ГГц



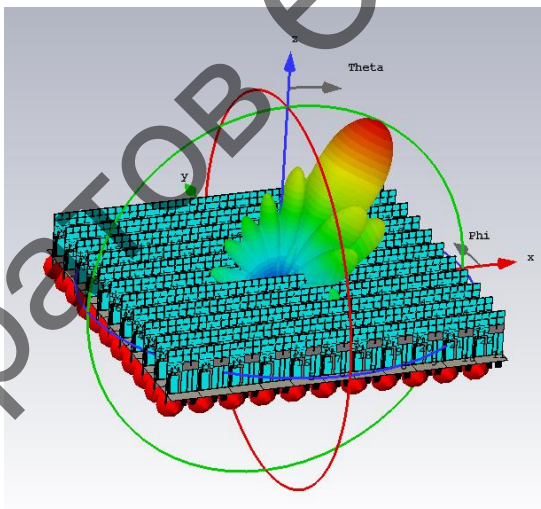
4 ГГц



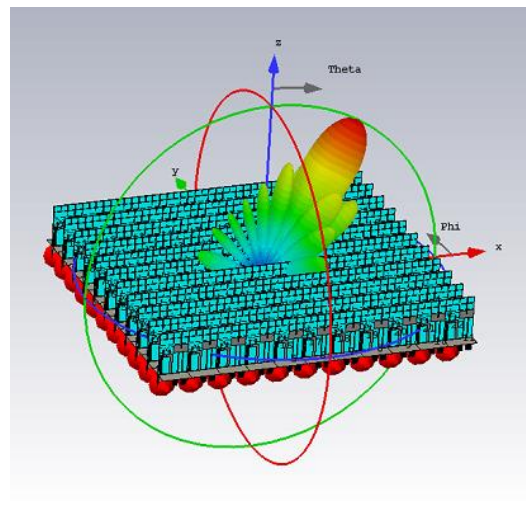
6 ГГц



8 ГГц

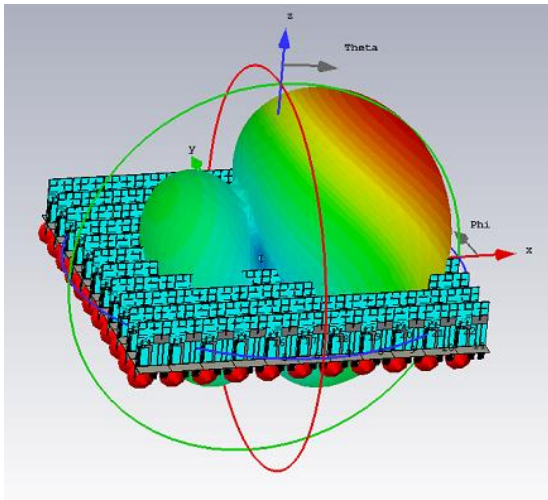


10 ГГц

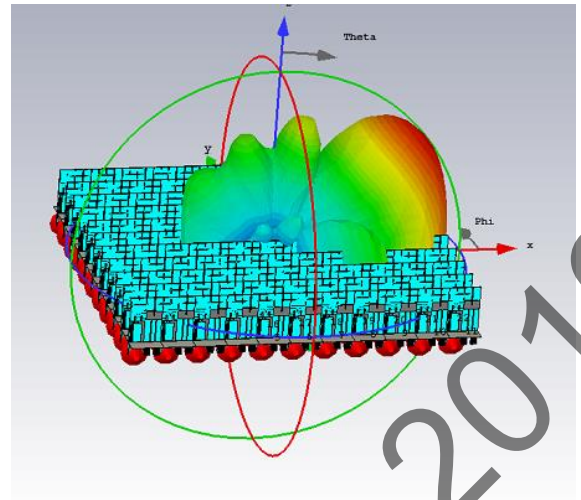


12 ГГц

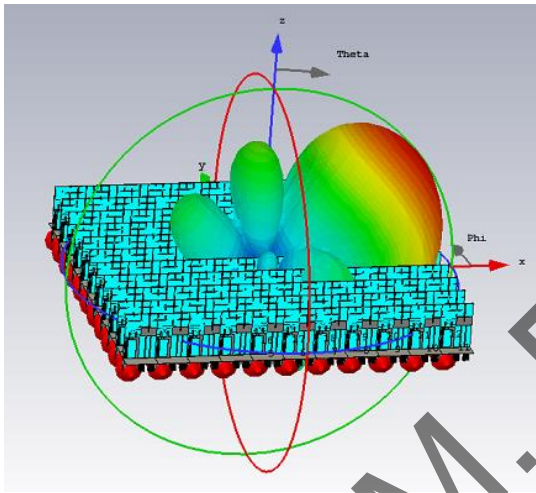
3D візуалізація ДС решітки 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону ($\theta = 45^\circ, \varphi = 0^\circ$)



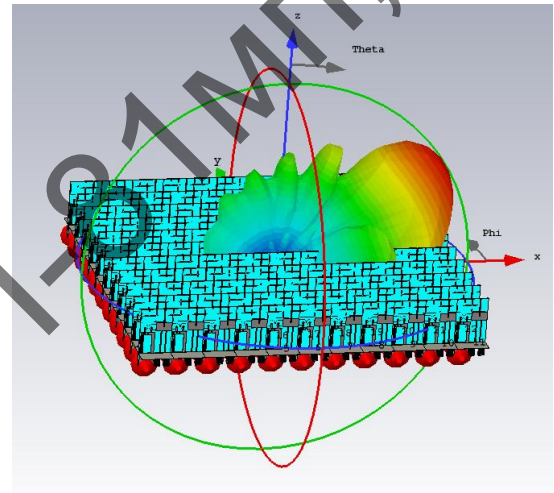
2 ГГц



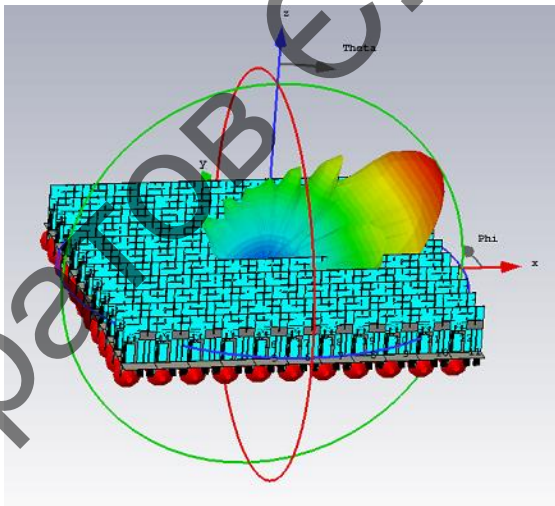
4 ГГц



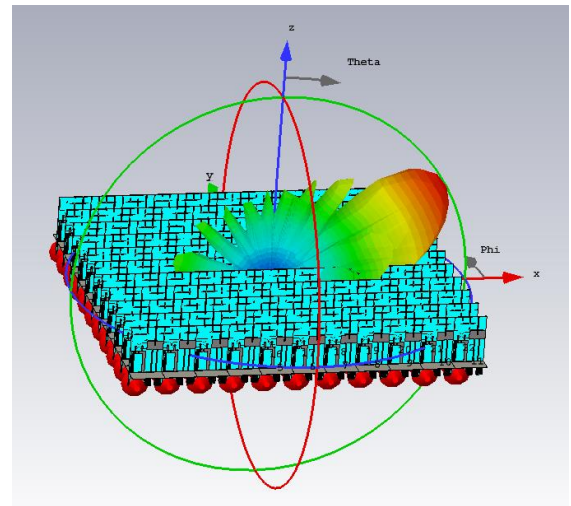
6 ГГц



8 ГГц



10 ГГц



12 ГГц

3D візуалізація ДС решітки 11x11 елементів на різних частотах робочого діапазону ($\theta = 60^\circ, \varphi = 0^\circ$)