

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
кафедра РАДІОІНЖЕНЕРІЇ

«На правах рукопису»

УДК 621.3

До захисту допущено:

В.о. завідувача кафедри

 Сергій ЛІТВІНЦЕВ

« 12 » 12 2024 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою

«Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія»

зі спеціальності 172 « Електронні комунікації та радіотехніка»

на тему: «Компактна антена ультракороткого діапазону частот на основі метаматеріалів»

Виконав студент II курсу, групи PI-31 мп

Горбачов Богдан Олегович



Науковий керівник:

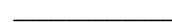
к.т.н., доцент Василенко Дмитро Олексійович

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



Рецензент:

старший викладач кафедри РТС, Турєєва Ольга Василівна



Засвідчую, що у цій магістерській дисертації
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань.

Студент



Київ – 2024

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”**

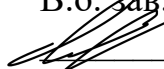
РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

Кафедра радіоінженерії

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)
спеціальність 172 “Електронні комунікації та радіотехніка”
Освітньо-професійна програма “ Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія”

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. зав. кафедри РІ

 **Сергій ЛІТВІНЦЕВ**

« 16 » 09 2024 року

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Горбачову Богдану Олеговичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації _____

Компактна антена ультракороткого діапазону частот на основі метаматеріалів

науковий керівник дисертації _____

к.т.н., доц Василенко Дмитро Олексійович

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

затверджені наказом по університету від «08» листопада 2024 р.
№5023-с

2. Термін подання студентом дисертації 12.12.2024

3.Об'єкт дослідження: _____

Компактні антени ультракороткого діапазону частот

4. Вихідні дані: _____

Компактна антена ультракороткого діапазону частот із рефлектором із штучного магнітного провідника. Стартовий діапазон частот 902-928 МГц має бути максимально розширений.

5.Перелік завдань, які потрібно розробити: _____

- Зробити огляд конструкцій штучних магнітних провідників, що потенційно можуть використовуватись в якості рефлектора антен ультракороткого діапазону

частот.

- обґрунтувати вибір конструкції метаматеріалу (штучного магнітного провідника) для визначеного діапазону частот. Побудувати його електродинамічну модель.

- Обґрунтувати вибір товщини метаматеріалу.

-Визначити оптимальну кількість і розташування комірок метаматеріалу для використання в якості рефлетора для антени.

- Підготувати креслення метаматеріалу та антени.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: Серед ілюстративного матеріалу обов'язково має бути креслення метаповерхні та антени із оптимізованими геометричними параметрами для діапазону частот 902 – 928 МГц, мають бути представлені значення коефіцієнтів відбиття і коефіцієнту підсилення антени із оптимізованою метаповерхнею для різної кількості комірок метаповерхні.

7. Орієнтовний перелік публікацій:

Доповідь на конференції

8. Консультанти розділів дисертації: Науково-педагогічні працівники факультету

9. Дата видачі завдання: 16 вересня 2024 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Огляд існуючих топологій метаповерхонь	16.09-5.10	
2	Створення електродинамічної моделі штучного магнітного провідника і проведення оптимізації його характеристик	7.10 – 28.10	
3	Дослідження необхідної кількості комірок метаповерхні для роботи антени ультракороткого діапазону частот.	29.10 – 13.11	
4	Підготовка необхідного ілюстративного матеріалу, оформлення дисертації	14.11 – 11.12	

Студент



(підпис)

Богдан ГОРБАЧОВ

(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Науковий керівник



Дмитро ВАСИЛЕНКО

(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Анотація

Магістерська дисертація на тему “Компактна антена ультракороткого діапазону частот на основі метаматеріалів” виконана на 101 сторінці, що включає 77 ілюстрацій, 14 таблиць, 4 додатки та 21 посилання.

Метою дисертації є розробка метаматеріальної структури АМС (Artificial Magnetic Conductor) для суб-гігагерцового діапазону, яка використовується як рефлектор антени. Було обрано діапазон 0.902 – 0.928 ГГц, що є робочими частотами технології LoRa.

Для вирішення поставленої задачі було оглянуто статті різних авторів на тему метаматеріалів з метою зрозуміти принцип роботи АМС, а також розібратися з особливостями геометрії та конструкції цих матеріалів в залежності від потрібних характеристик та робочих частот. Після порівняння структур було обрано одну з них, яка забезпечить компактність антени та пристрою, в якому вона, потенційно, буде використовуватися, та побудовано її електродинамічну модель. Її було оптимізовано для роботи як рефлектор дипольної антени в обраному діапазоні частот. Розмір рефлектора залежить від кількості елементарних комірок АМС, тому було досліджено вплив цього параметру на роботу антени. Після отримання фінального варіанту антени та рефлектора було розроблено їх креслення.

Ключові слова: Artificial Magnetic Conductor (АМС), Unit Cell (UC), CST Studio Suite, метаматеріал, метаповерхня, метарисунок, дипольна антена, узгодження.

Annotation

The master's thesis on “Metamaterial based compact UHF band antenna” is executed on 101 pages, which includes 77 illustrations, 14 tables, 4 appendices and 21 references.

The aim of the thesis is to develop a metamaterial AMC (Artificial Magnetic Conductor) structure for the sub-gigahertz range, which is used as an antenna reflector. The range of 0.902 – 0.928 GHz was chosen, which are the operating frequencies of LoRa technology.

To solve this problem, articles by various authors on the topic of metamaterials were reviewed in order to understand the principle of AMC operation, as well as to understand the features of the geometry and design of these materials depending on the required characteristics and operating frequencies. After comparing the structures, one of them was chosen to ensure the compactness of the antenna and the device in which it would potentially be used, and its electrodynamic model was built. It was optimised for operation as a dipole antenna reflector in the selected frequency range. The size of the reflector depends on the number of AMC elementary cells, so the effect of this parameter on the antenna performance was investigated. After obtaining the final version of the antenna and reflector, their drawings were developed.

Keywords: Artificial Magnetic Conductor (AMC), Unit Cell (UC), CST Studio Suite, metamaterial, metasurface, meta-drawing, dipole antenna, matching.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
до магістерської дисертації

на тему:

“Компактна антена ультракороткого діапазону частот на основі метаматеріалів”

Київ — 2024 року

ЗМІСТ

Перелік скорочень	8
Вступ	9
1 Аналіз технічного завдання	11
1.1 Метаматеріал	11
1.2 Застосування метаповерхонь	16
1.2.1 Компактні антени	17
1.2.2 Електромагнітний поглинач	18
1.2.3 Антени медичних пристроїв	21
1.2.4 Зміна поляризації	25
1.2.5 Компактний ФНЧ	26
1.2.6 Плоскі суперлінзи	28
1.2.7 ЕМ маскування	30
2 Огляд існуючих рішень	33
2.1. Порівняння структур діапазону 2.4 ГГц	33
2.2. Огляд структур інших діапазонів	37
2.3. Висновки огляду	54
3 Дослідження та результати	55
3.1. Вибір дешевого діелектрика	55
3.2. Метод аналізу АМС в програмному середовищі CST Studio Suite	56
3.3. Вплив матеріалу підкладки та ϵ_k на фазу коефіцієнта відбиття	60
3.4. Вплив розмірів УС на фазу коефіцієнта відбиття	63
3.5. Оптимізація УС на частоти технології LoRa	70
3.6. Антена над АМС рефлектором	73
Висновки	90
Перелік джерел посилань	92
Додаток А Креслення елементарної комірки	95
Додаток Б Креслення АМС рефлектора	96
Додаток В Креслення дипольної антени	97
Додаток Г Стаття для доповіді на конференції	98

Перелік скорочень

LoRa – Long Range

LHM – Left-Handed Material

DNG – Double Negative

AMC – Artificial Magnetic Conductor

EBG – Electromagnetic Band-Gap

HIS – High Impedance Surface

RIS – Reactive Impedance Surface

UC – Unit Cell

EM – Electromagnetic

ELC – Electric-LC

SRR – Split Ring Resonator

VIA – Vertical Interconnect Access

FR4 – Flame Retardant 4

MIC – Microwave Integrated Circuits

MMIC – Monolithic Microwave Integrated Circuits

SAR – Specific Absorption Rate

АЧХ – Амплітудно-частотна характеристика

ФЧХ – Фазо-частотна характеристика

ФНЧ – Фільтр низьких частот

ВСТУП

Антени стали невід'ємною частиною не лише багатьох сфер професійної діяльності, але й повсякденного життя кожної людини. Ми вже не уявляємо свого дня без постійного зв'язку, доступу до інформації та комунікації. Коли ми вирушаємо на роботу чи навчання, мобільний інтернет допомагає нам прокладати маршрути, приїхавши, Wi-Fi дозволяє швидко знаходити необхідну інформацію, а після повернення додому ми телефонуємо або пишемо друзям, щоб домовитися про зустріч на вихідних. Усі ці можливості стають реальністю завдяки антенам, які забезпечують нам зв'язок. Оскільки вони використовуються у кожному аспекті нашого життя — від смартфонів і домашніх мереж до супутників і систем зв'язку — покращення їхніх характеристик було, є і буде важливим завданням для сучасної науки і техніки.

Однією з ключових проблем є розмір пристроїв, частиною яких є антени. Оскільки одним із основних матеріалів, з яких складаються елементи пристроїв, а саме замляна поверхня, металеві доріжки плати, теплові радіатори, корпус та ін., є метал, який виконує функції ідеального електричного провідника PEC (Perfect Electric Conductor), при неправильному розташуванні антени відносно нього, він може суттєво впливати на її продуктивність. Зазвичай, щоб уникнути цього впливу, відстань між ними повинна бути чверть довжини хвилі, що забезпечує набіг фази 90° . Якщо ж цю відстань зменшити, що й є частиною вирішення проблеми мініатюризації пристроїв, фазова невідповідність суттєво погіршить підсилення антени. Для теоретичного вирішення цієї проблеми було запропоновано концепцію ідеального магнітного провідника PMC (Perfect Magnetic Conductor), який не змінює фазу хвилі при відбитті, що дозволяє суттєво зменшити відстань між ним та антеною. На відміну від PEC, фізичною формою якого є метал, PMC не має існуючих в природі матеріалів для забезпечення потрібних властивостей, тому в нагоді стає використання штучного магнітного провідника AMC (Artificial Magnetic Conductor). Його назва говорить сама за себе, це штучно виготовлений матеріал, який, при певних умовах, має властивості

РМС, його відносять до групи метаматеріалів.

Дуже часто є потреба в енергозбереженні та великій дальності зв'язку. Наприклад, дуже актуальним є використання безпілотних літальних апаратів, які повинні мати стабільне з'єднання з оператором на великій відстані. Також існує багато різних сфер діяльності, в яких використовують технологію LoRa (Long Range) – запатентований метод радіозв'язку, заснований на методах модуляції з розширенням спектра. LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) — це бездротовий мережевий протокол, який використовується для побудови мереж Інтернету речей IoT (Internet of Things) на великі відстані, працює на основі раніше згаданої технології [1]. В цих застосуваннях є важливою частота, адже з її зменшенням ростуть довжина хвилі, від якої залежать всі габаритні розміри антен, та дальність зв'язку. Саме тому метою роботи є створити рішення на базі АМС в суб-ГГц діапазоні, яке покращить характеристики антен на цих частотах, при цьому буде мати компактний розмір.

1. АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ

1.1 Метаматеріал

Магнітна μ та діелектрична ϵ проникності є основними характеристичними величинами, які визначають поширення електромагнітних хвиль у речовині. Система координат, осі якої характеризують ці параметри, показано на рисунку 1.1.

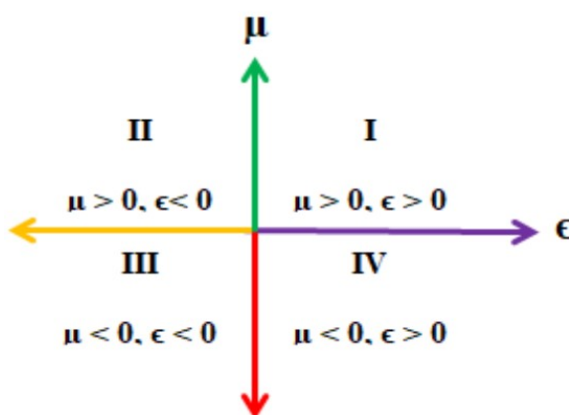


Рисунок 1.1 – Система координат μ та ϵ

До першої області відносяться всі ізотропні діелектрики, такі як вакуум, повітря, скло та більшість пластмас, друга відповідає за твердотільні та газоподібні плазми, а також деякі леговані напівпровідники на оптичних частотах, четверта – за антиферромагнетики і ферромагнетики, які мають від'ємну проникність поблизу ферромагнітного резонансу. Третя ж область – це лівосторонні (Left-Handed materials, LHM), або подвійно-негативні (Double Negative, DNG) матеріали, яких не існує в природі. Саме до неї і відносять метаматеріали.

Метаматеріал – це промисловий матеріал, який виготовляється з субхвильових структур металу та діелектрика. Ці структури включають в себе резонатори з розщепленими кільцями SRR (Split-Ring Resonator), електричні індуктивно-ємнісні ELC (electric-LC) резонатори, квадратні пластини (Square

Patch), квадратно-кільцеві резонатори (Square SRR) тощо. Від'ємні магнітна μ та діелектрична ϵ проникності, а також коефіцієнт відбиття, роблять їх чудовим рішенням для застосування в НВЧ розробках як ідеальний поглинач енергії, для радіочастотного та оптичного маскування, для системи збору РЧ енергії та ін.

Але є й мінуси, такі як високі втрати. Також є складність у мікро- та нано-виробництві, які необхідні для виготовлення тривимірних моделей. Саме тому більш розвиненим напрямком стали планарні метаматеріали, які називаються метаповерхні, вони розглядаються як двовимірні. Це сталося через те, що їх можна легко виготовити за допомогою стандартних технологій друкованих плат.

Метаповерхні – це двовимірні (2D) або планарні версії метаматеріалів, товщина та періодичність яких невеликі, порівняно з робочою довжиною хвилі. Це штучно виготовлений матеріал, що складається з масиву елементарних комірок (unit cell, UC), які мають заздалегідь визначений електромагнітний відгук. Щоб зрозуміти різницю між усіма цими назвами, поглянемо на рисунок 1.2.

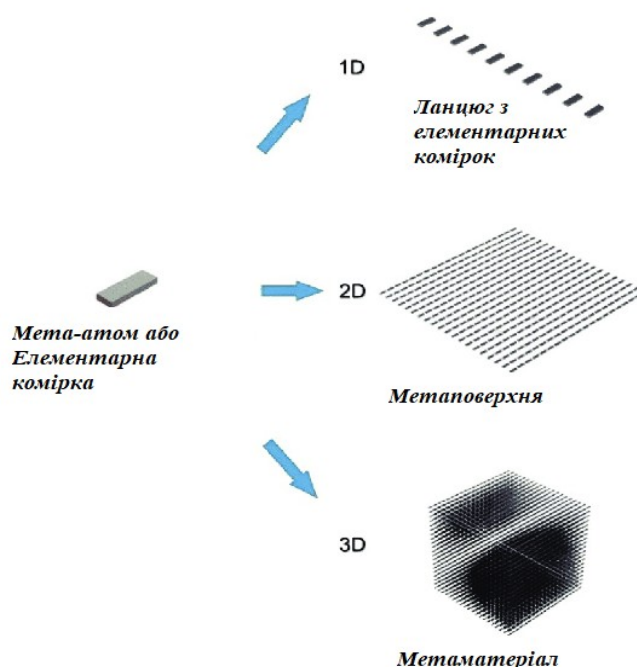


Рисунок 1.2 – Ієрархія метаматеріалів

Видно, що кожна з структур складається з УС. Розмістивши її в ряд отримаємо ланцюг, який також, розмістивши в ряд, утворить метаповерхню. В той же час масив з метаповерхонь утворить метаматеріал.

Хвиля, що поширюється в метаповерхні, відрізняється від хвиль у природних матеріалах і метаматеріалах. Метаповерхня змінює електромагнітні хвилі в основному за рахунок використання граничних умов, тоді як 3D метаматеріали змінюють електромагнітні хвилі в залежності від провідності, відносної діелектричної ϵ та відносної магнітної μ проникностей. Граничні умови залежать від безперервних тангенціальних компонентів електричного і магнітного полів через межу розділу між двома діелектричними середовищами. Через велику здатність керувати електромагнітними полями, метаповерхні роблять можливим застосування нових методик в проектуванні антен, екрануванні, збору РЧ енергії і тд. В даній роботі метаповерхня використовується для проектування компактних антен.

LHM складаються з декількох різних типів, найпоширенішим є поверхні з високим (High Impedance Surface, HIS) та реактивним (Reactive Impedance Surface, RIS) імпедансом. На їх основі створюють електромагнітні смуговозаборонні структури (Electromagnetic Band-Gap, EBG) та штучні магнітні провідники (Artificial Magnetic Conductor, AMC). В деяких випадках, хоч AMC та EBG є HIS або RIS, в залежності від застосування та визначального параметра, їх розрізняють як окремі види метаповерхонь.

Загалом, одна й та сама структура може бути тим чи іншим типом в залежності від потреб, для яких вона використовується, та частоти. Наприклад, використовуючи багатосмугові варіанти виконання структур, в одному діапазоні вони можуть мати характеристики всіх типів метаповерхонь, в другому діапазоні виконувати роль AMC, в третьому EBG і тд. Вони можуть бути використані для зменшення інтерференції, поверхневих хвиль і взаємного зв'язку, а також для підвищення спрямованості антени.

HIS – це періодичні резонансні структури, які створюються шляхом друку частотно-залежних рисунків, назвемо їх метарисунки, на верхній частині заземленого діелектрика. Вони мають властивість РМС для певної смуги частот, де паралельне магнітне поле прямує до нуля, і має велике тангенціальне електричне поле на метаповерхні. В результаті структура забезпечує високоімпедансні властивості поверхні для певної смуги частот і має синфазне відбиття. Головною характеристикою, яка характеризує HIS, є поверхневий імпеданс. На основі нього розраховується смуга пропускання HIS, тобто вище 377 Ом (власний імпеданс повітря). В цій смузі на їх поверхні не поширюється поверхневий струм, і, як наслідок, антена поверх цієї структури буде мати плавнішу діаграму спрямованості та менші втрати потужності через випромінювання в непотрібному напрямку. В більшості випадків HIS використовують як АМС, тому ці дві назви вважають взаємозамінними.

RIS, як і HIS, складається з періодичних структур різної форми та розмірів. Різниця між ними полягає в їхній робочій частоті. В РЕС фаза коефіцієнта відбиття є рівною 180° незалежно від частоти, на відміну від метаповерхні, де вона частотно-залежна та змінюється від $+180^\circ$ до -180° . На певній частоті фаза відбиття дорівнює нулю, і відбита хвиля знаходиться в тій же фазі, що і хвиля опромінення. На цій частоті HIS є АМС. Коли фаза відбиття дорівнює 180° , метаповерхня поводить себе як РЕС. На всіх інших частотах поверхня має реактивний імпеданс і називається поверхнею з реактивним імпедансом RIS.

АМС класифікується як метаматеріальна структура, яка демонструє нові електромагнітні властивості, що не існують у природі. Його називають «штучним» магнітним провідником, оскільки це «штучний інженерний матеріал» з магнітопровідною поверхнею в певному діапазоні частот, де він має нульові тангенціальні магнітні поля. Таким чином, АМС може бути поверхня індуктивного імпедансу (підклас RIS) без втрат або HIS з втратами. Як правило, АМС реалізується в обмеженому діапазоні частот, який характеризується

коефіцієнтом відбиття 1 та фазою, яка знаходиться в діапазоні від -90° до $+90^\circ$ відносно падаючої електромагнітної хвилі на резонансній частоті. Цей діапазон зсуву фаз і визначає корисну смугу частот.

В останні роки зростає інтерес до дослідження компактних структур АМС для задоволення потреб різних комунікаційних пристроїв, які поступово мініатюризуються. Принцип роботи АМС показано на рисунку 1.3.

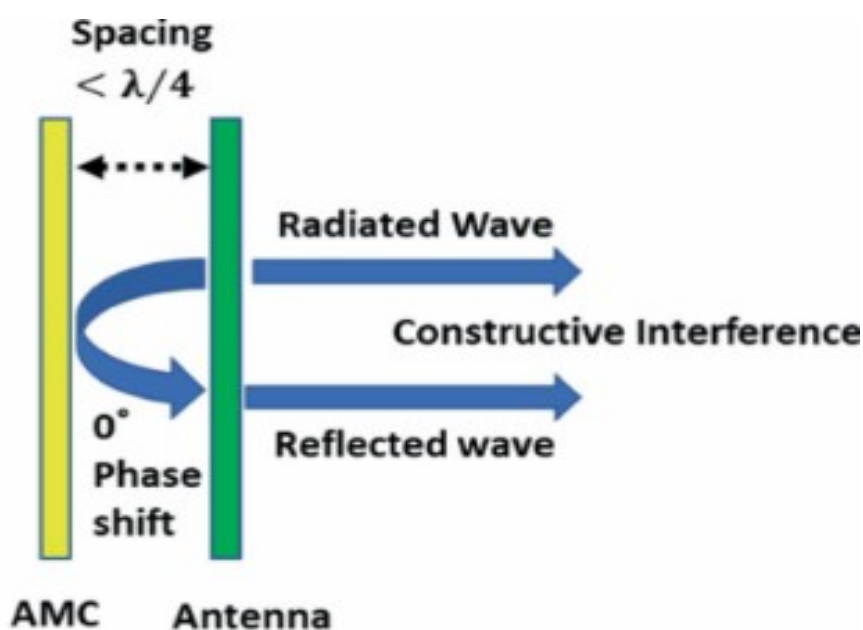


Рисунок 1.3 – Принцип роботи АМС

Енергія, яку антена випромінює в протилежному напрямку, відбивається від АМС з фазою від -90° до $+90^\circ$ градусів та конструктивно інтерферує з корисним випроміненням, внаслідок чого покращуються характеристики антени, при цьому відстань між нею та метаповерхнею значно менше чверті хвилі. Якщо використовувати звичайний металевий рефлектор, потрібно буде розмістити його на відстані чверті хвилі для того, щоб досягти потрібного результату. Як наслідок – використання АМС дало змогу суттєво зменшити простір, потрібний антені, що в свою чергу зменшує габарити пристрою, частиною якого вона є.

EBG називають метаматеріал, який перешкоджає поширенню електромагнітних хвиль у визначеній смузі частот для всіх кутів падіння і станів

поляризації, тобто електромагнітні хвилі в межах одного або декількох частотних проміжків не можуть поширюватися паралельно поверхні EBG. Зазвичай, EBG-структури реалізуються періодичним розташуванням діелектричних матеріалів і металевих провідників, так само як і AMC. Планарні реалізації матеріалу становлять особливий інтерес на мікрохвильових частотах через простоту виготовлення. Вони є періодичним матеріалом у 2D і мають заборонену зону лише для кутів падіння у цій площині.

В основному, структури AMC і EBG схожі. Якщо в конструкцію першої додати металеві з'єднання via (Vertical Interconnect Access) між частотно-залежним рисунком і заземленою площиною, структура почне блокувати поширення поверхневих хвиль. В такій конфігурації це буде EBG. Але це не є обов'язковою умовою, існують HIS, які можуть виконувати роль EBG, при цьому не мати via.

1.2 Застосування метаповерхонь та метаматеріалів

Сфер діяльності, де застосовуються антени, дуже багато. Часто важливою умовою є її низькопрофільність. Тому дуже багато часу та зусиль витрачається на покращення їх характеристик та зменшення розмірів. З іншого боку, оскільки випромінювання антен може бути не бажаним для певних пристроїв, доцільно ефективно його екранувати. Тому розглянемо деякі розробки на тему метаповерхонь, мета яких вирішити ці, та деякі інші, питання.

1.2.1 Компактні антени

Розглянемо статтю [2]. В ній запропоновано розмістити мікросмужкову антену частот 5G над АМС, щоб протестувати вплив цієї структури на її характеристики та розміри. УС показано на рисунку 1.4.

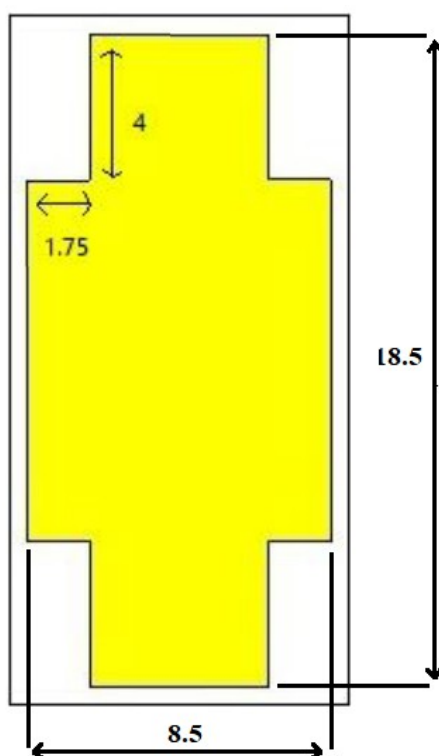


Рисунок 1.4 – УС статті [2]

Смуга пропускання запропонованої АМС становить 40.57% в діапазоні від 2.33 ГГц до 3.75 ГГц з нульовим градусом на частоті 3.5 ГГц.

Антенa в цілому складається з 5 шарів, першим з яких є її патч. Другий та четвертий шари – FR4 товщиною 1.6 мм та ϵ_k 4.3, між якими третій шар – металізація АМС. Останній п'ятий елемент – заземлююча пластина. Геометрія патч антени (а) та її 3D вигляд (б) зображено на рисунку 1.5.

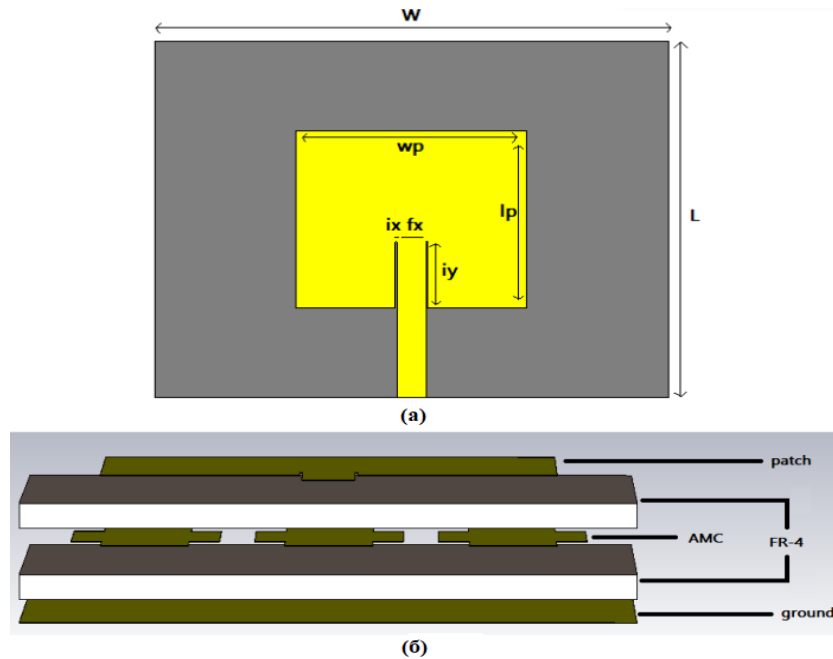


Рисунок 1.5 – Геометрія патч антени (а) та її 3D вигляд (б)

Значення параметричних розмірів антени занесено до таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Значення параметричних розмірів антени [2].

Параметр	W	L	w_p	L_p	f_x	i_x	i_y
Значення, мм	35	29	26	19.05	3	0.15	2.5

Така ж антена, але без АМС, має розмір $52.6 \times 40.4 \text{ мм}^2$. При додаванні АМС її розміри були оптимізовані до $35 \times 29 \text{ мм}^2$, що означає зменшення на 52.23%. Ця мініатюризація може задовольнити вимоги пристроїв 5G, адже в цій технології, зазвичай, використовують невеликі антени.

1.2.2 Електромагнітний поглинач

Ще одним застосунком АМС в RF є електромагнітний поглинач. В статті [3] представлено графеновий радарний поглинач на основі АМС, що працює в X-

діапазоні (8-12 ГГц) і Ku-діапазоні (12-18 ГГц). В даній роботі використовуються дві ідентичні за виглядом УС, які складаються з метарисунку кільця. Бажане усунення प्रतिфазного відбиття досягається шляхом контролю опору листа надрукованих графенових АМС-патернів.

Їх вигляд можна побачити на рисунку 1.6.

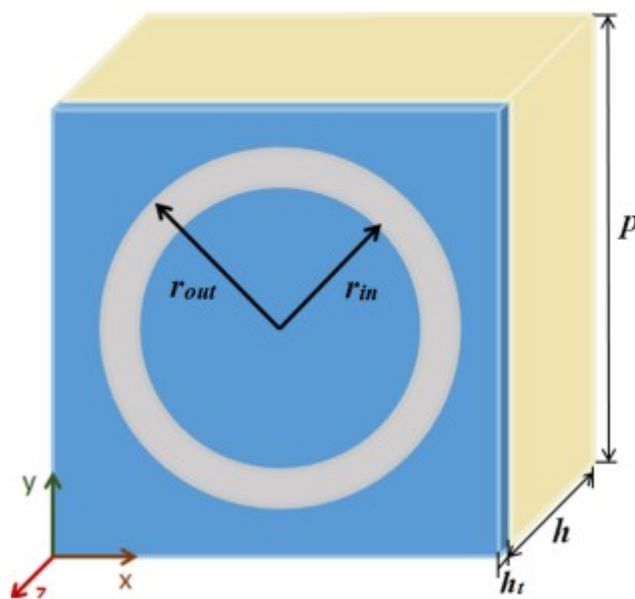


Рисунок 1.6 – УС статті [3]

Значення параметричних розмірів УС занесено до таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 – Значення параметричних розмірів УС [3].

Параметр	p	r_{out}	r_{in}	h	h_t
Значення, мм	35	29	26	19.05	3

Методика виробництва графенових АМС досить складна. Графіт розчиняють в спеціальній рідині, очищають та концентрують за допомогою центрифугування та фільтрації, отриманий матеріал змішують з в'язким розчинником, що надає графену потрібної густини. Це потрібно для того, щоб він

був придатний до друку. Тепер, за допомогою спеціалізованих пристроїв, можна створювати потрібні графенові візерунки, такі як кільця розглянутої АМС. Опір комірок регулюється саме під час друку. Щоб отримати менший опір друкують товстіший шар графену, адже він має більше матеріалу, що проводить струм. Для цього апаратуру налаштовують на менші тиск та швидкість друку. Якщо ж навпаки збільшити швидкість друку та тиск – комірка буде мати більший опір, адже струмопровідного матеріалу стане менше. Комбінування УС різного опору призводить до різниці фаз комірок та, як наслідок, до ефективного поглинання енергії в широкому діапазоні частот. Хоча АМС1 або АМС2 можуть поглинати падаючу ЕМ хвилю в деяких спектрах, широкопasmового поглинання по окремої вони не забезпечать. Комірки однакового опору комбiнують в масив 4x4, після чого декілька таких комбiнацій комірок різного опору розташовують таким чином, щоб отримати конфігурацію шахматної дошки. Її вигляд показано на рисунку 1.7.

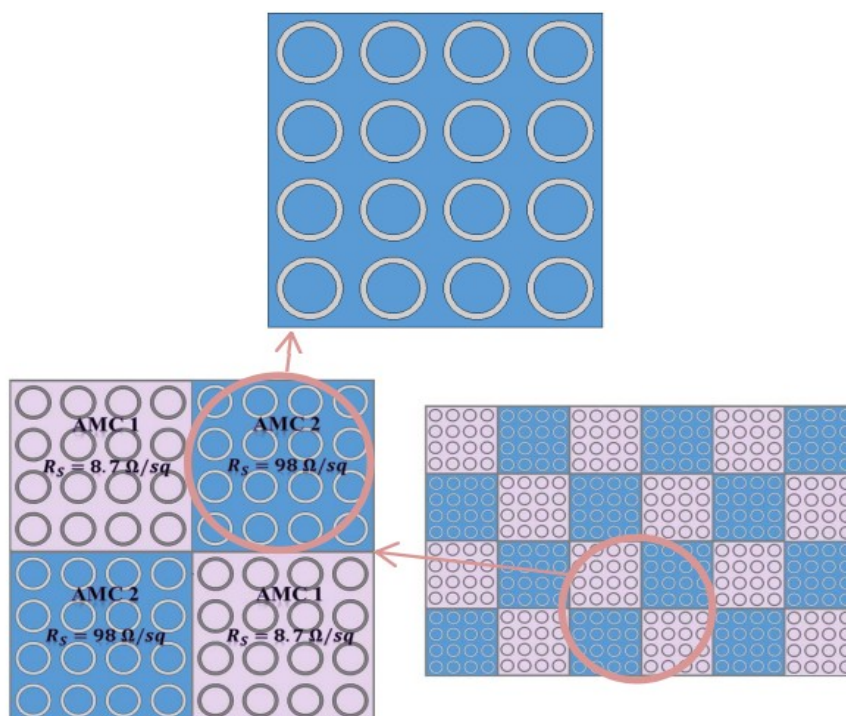


Рисунок 1.7 – Конфігурація шахматної дошки

Різниця фаз коефіцієнтів відбиття між двома решітками АМС становить близько 180° , відбиті поля деструктивно інтерферують одне з одним, що призводить до анулювання відбитих хвиль. Важливо зауважити, що поглинання ґрунтується не лише на гасінні відбиття між двома АМС, але й на поглинанні енергії самими надрукованими графеновими візерунками. Надруковані вони на силіконовому листі, за рахунок чого структура має чудову механічну гнучкість.

1.2.3 Антени медичних пристроїв

В статті [4] розглядається АМС, метарисунок якого – квадратний патч. Додатково використовується прямокутне кільце навколо нього. Вигляд антени (а) та УС (б) показано на рисунку 1.8.

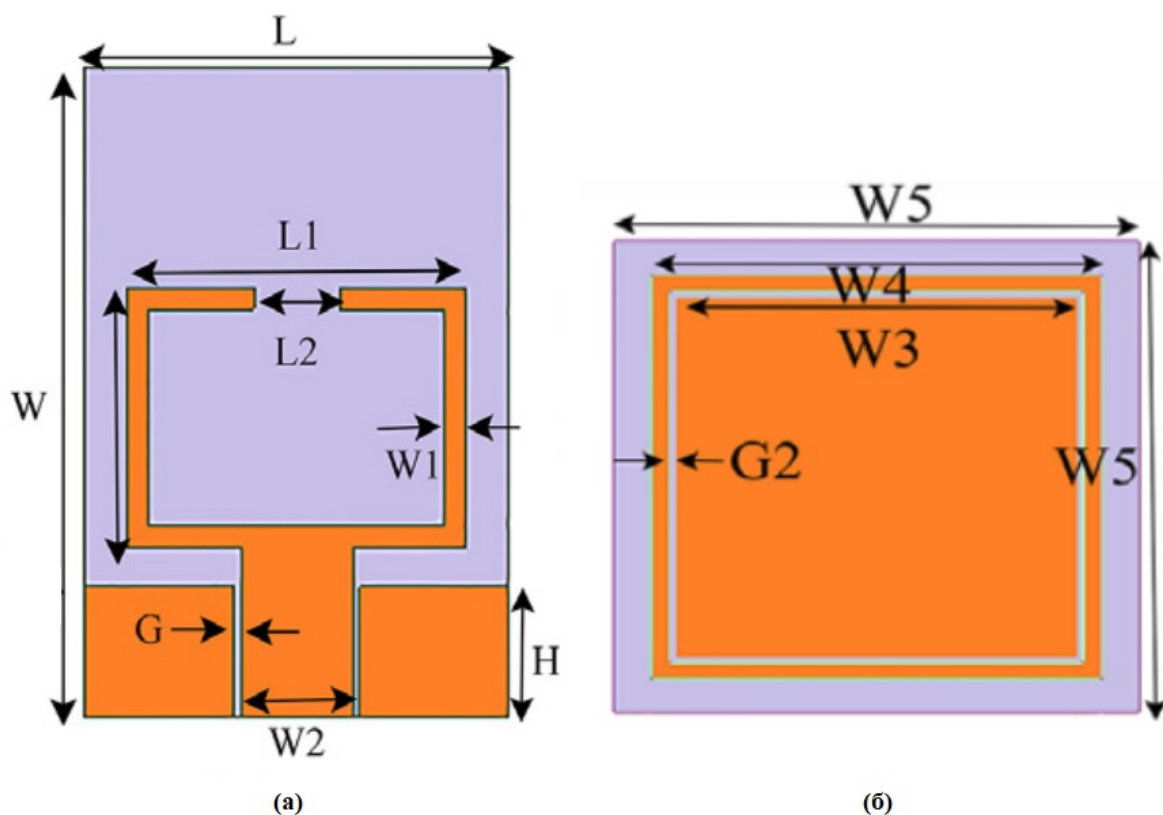


Рисунок 1.8 – Антена (а) та УС (б) статті [4]

Значення параметричних розмірів УС занесено до таблиці 1.3.

Таблиця 1.3 – Значення параметричних розмірів УС [4].

Параметр	L	W	L1	L2	W1	W2	G	H	W3	W4	W5	G2
Значення, мм	20	30	16	4	1	5.3	0.3	6	5.1	7.5	8	0.3

Запропонована структура використовується для покращення характеристик носимих на тілі антен. Оскільки в таких застосунках є важливий близький контакт з тілом, антена з АМС рефлексором повинна забезпечувати гарне узгодження в пом'ятому вигляді, такому як на рисунку 1.9.

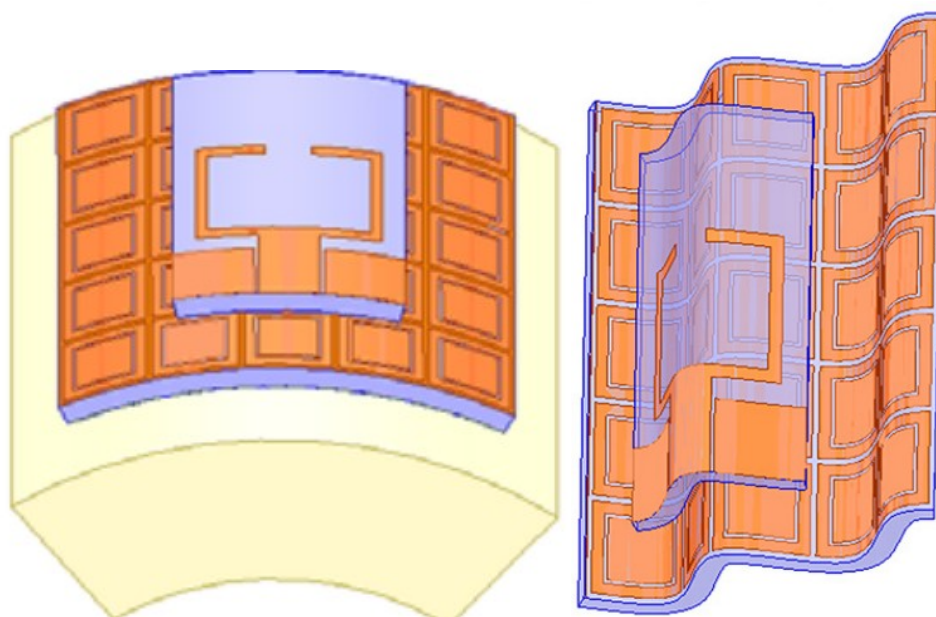


Рисунок 1.9 – Антена з АМС рефлексором [4] у пом'ятому вигляді

Автор довів, присвятивши цьому дослідженню значну частину роботи, що дана структура добре себе поводить при різних деформаціях та її коефіцієнт відбиття залишається досить стабільним. Антена з АМС рефлексором має краще узгодження у порівнянні з антеною без рефлексора. Для додаткової оцінки продуктивності носимої антени використовують коефіцієнт SAR (Specific

Absorption Rate), який показує рівень енергії, який поглинає людське тіло, коли воно знаходиться під впливом електромагнітного поля. Запропонована конструкція знизилася SAR приблизно на 90%. AMC є рефлектором антени, яка працює в ISM діапазоні, а саме на 5.8 ГГц, і може використовуватися для біомедичних системах.

Ще одним прикладом слугує планарна антена Уда-Ягі в парі з метаповерхнею, яка застосовується в пристроях для контролю здоров'я в діапазоні 2.4 ГГц, запропонована в статті [21 5]. Цікаво те, що застосовується два шари AMC. Поперечний (а) та вид зверху (б) антени показано на рисунку 1.10.

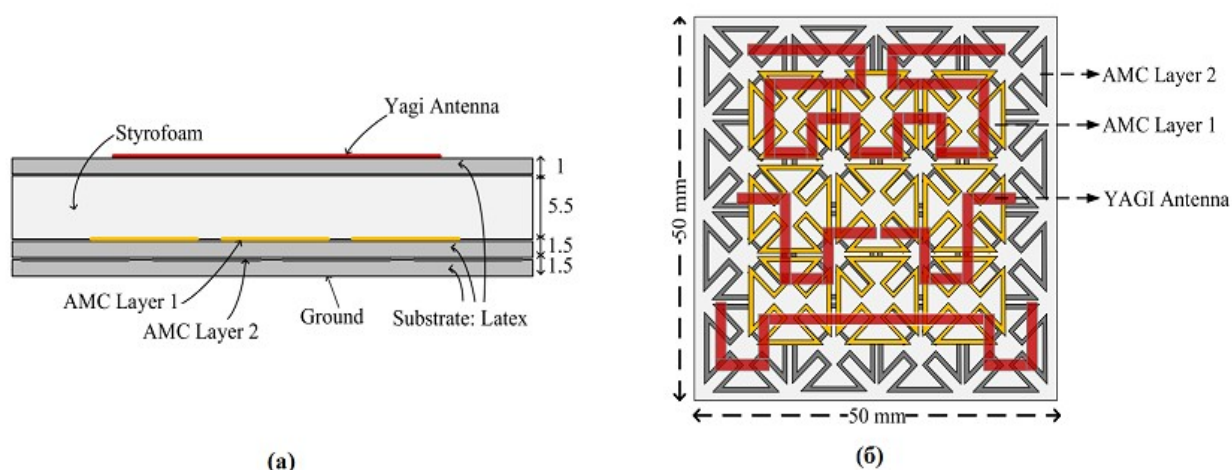


Рисунок 1.10 – Поперечний (а) та вид зверху (б) антени [5]

Частотно-залежний рисунок – пустотілий тамплієрський хрест, він призначений для зменшення розміру елементарної комірки і покращення стабільності фазової характеристики відбиття. Вигляд та розміри УС, при яких досягається 0° фаза відбиття на 2.4 ГГц, показано на рисунку 1.11.

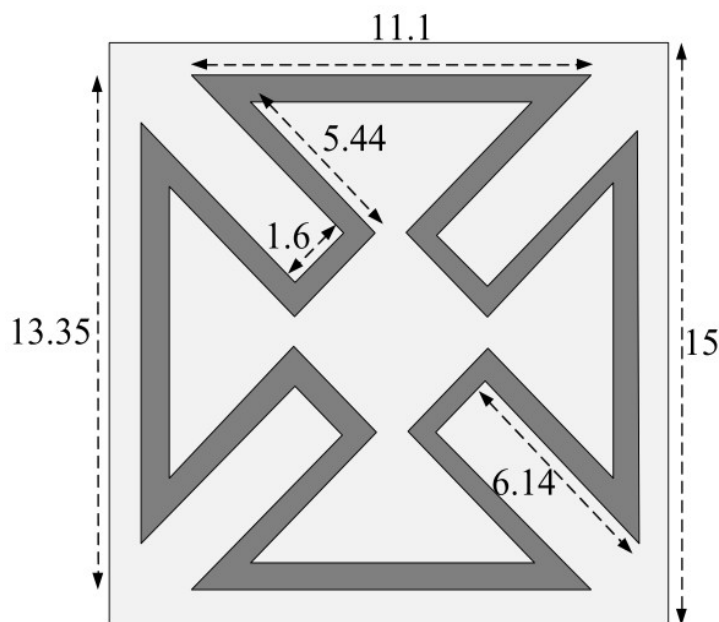


Рисунок 1.11 – УС статті [5]

Поверхня антени та рефлектора АМС була виготовлена атором методом трафаретного друку срібною фарбою на латексній підкладці з подальшим термічним затвердінням надрукованої фарби при температурі 130 °С, dk підкладки є рівним 3.31, товщина для антени є рівною 1 мм, для АМС – 1.5 мм.

Автор дослідив характеристики антени в парі з РЕС, одним та двома шарами АМС. Як було згадано раніше, коефіцієнт SAR є важливим параметром для антен, які працюють близько до людського тіла, саме конструкція з двома підкладками АМС змогла знизити його пікові значення краще у порівнянні з одношаровою, при цьому забезпечивши краще узгодження. Коефіцієнт підсилення, при цьому, став дещо менше у порівнянні з Ягі без рефлектора, 2.32 дБі з двошаровим АМС проти 4.17 дБі. Також, хоч при деформаціях спостерігається погіршення характеристик, вони є прийнятними для використання на запропонованій частоті.

1.2.4 Зміна поляризації

В статті [6] представлено широкосмугову циркулярно поляризовану монопольну антену (рис. 1.12), що використовує відбивну поверхню на основі AMC з кутовим зрізом для зміни поляризації (polarization rotating reflective surface, PRRS).

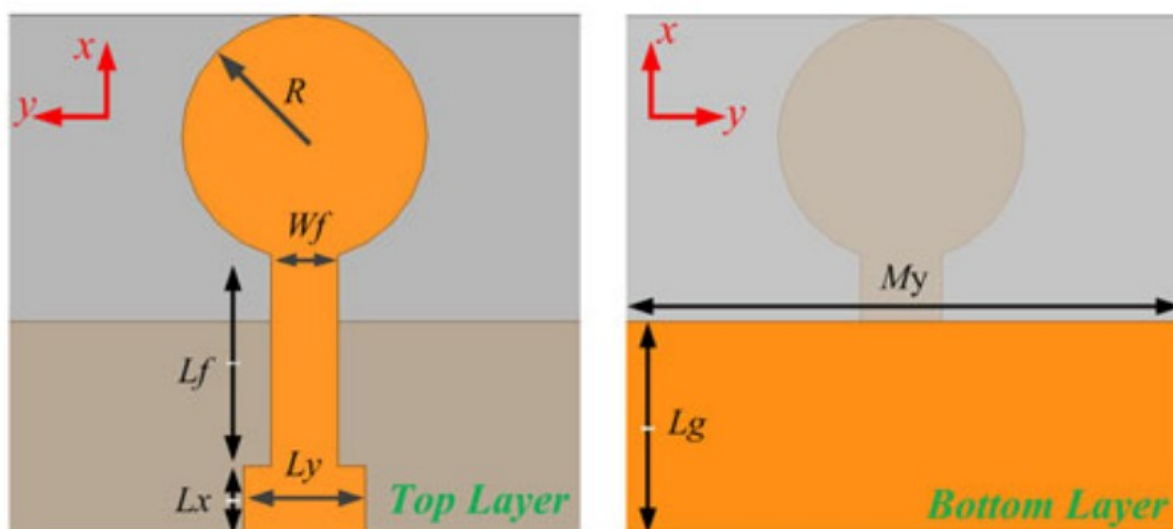


Рисунок 1.12 – Монопольна антена [6]

Вигляд УС показано на рисунку 1.13.

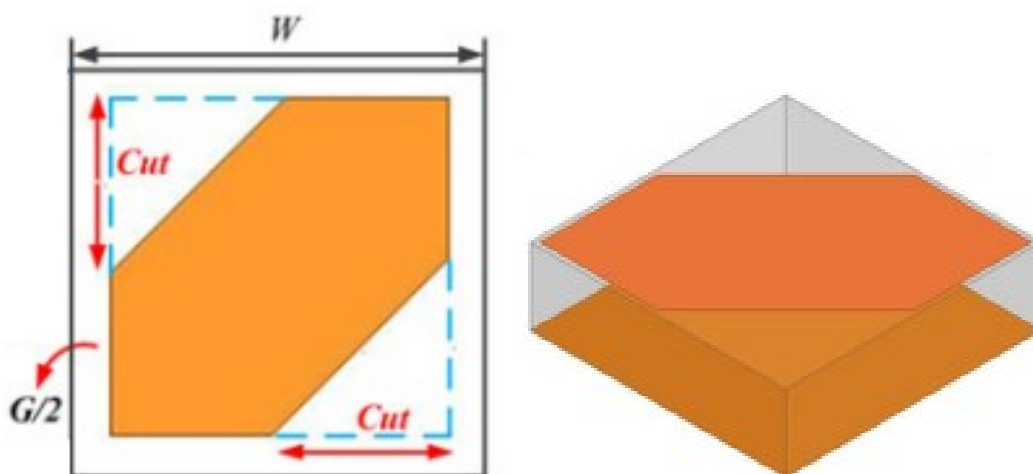


Рисунок 1.13 – УС статті [6]

Значення параметричних розмірів антени та УС занесено до таблиці 1.4.

Таблиця 1.4 – Значення параметричних розмірів антени та УС [6].

Параметр	Lg	My	G	W	cut	R	Wf	Lf	Lx	Ly
Значення, мм	9.5	29	0.3	8	4	5.5	3	12.5	3	5.5

Монополь виготовлена на діелектрику Rogers 3003 товщиною 1.5 мм та dk 3, в той час як УС на діелектрику FR4 товщиною 2.4 мм, dk є рівним 4.4. Хвиля, після відбиття від комірки, має зсув фаз 90° між ТЕ та ТМ модами. Частоти, де падаюча ТЕ хвиля, після відбиття, конвертується в ТМ, називаються нулі передачі ТЕ хвилі. Запропонована PRRS має нулі на 5.6 і 7.5 ГГц. Це означає, що коефіцієнт перетворення падаючої ТЕ-хвилі в ортогональну відбиту ТМ-хвилю становить майже 100%, а різниця фаз між ними — близько 90° , що дає змогу отримати бажану кругову поляризацію. Ці точки можна визначити як частотні точки f_1 і f_2 . Між ними спостерігається велика смуга частот зміни поляризації. Різниця фаз 90° спостерігається на частоті 6.2 ГГц, це означає, що можна легко генерувати хвилю правої кругової поляризації, оскільки падаюча хвиля ТМ відстає на 90° від відбитої хвилі ТЕ.

1.2.5 Компактний ФНЧ

В статті [7] DNG використовується на заземлюючій пластині для створення максимально плоского планарного ФНЧ. Форма метаповерхні – шестикутні омега структури, вигляд УС показано на рисунку 1.14.

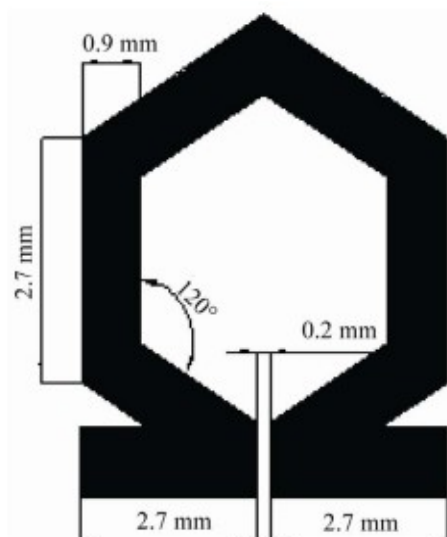


Рисунок 1.14 – УС статті [7]

Ця геометрія витравлюється на пластині GND з певною періодичністю, за рахунок чого покращуються характеристики смуги пропускання фільтра без зміни його розміру. Топологія фільтра показана на рисунку 1.15.

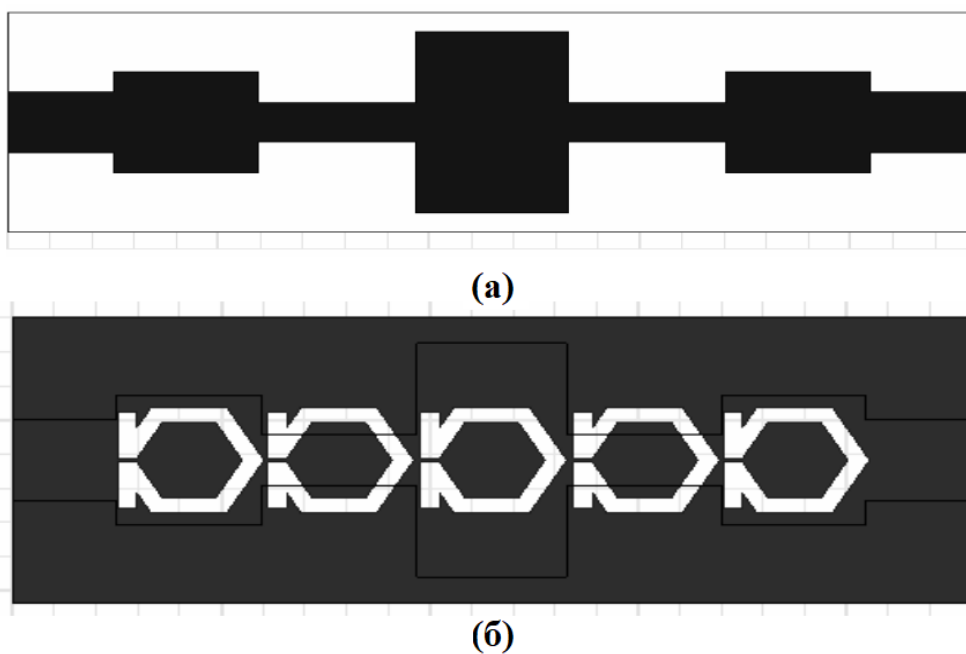


Рисунок 1.15 – Топологія ФНЧ (а) та УС, витравлені на пластині GND (б)

Прототип запропонованого ФНЧ створений автором на Rogers RT/Duroid 5870 товщиною 1.6 мм та dk рівним 2.4. Він порівняв залежність характеристик від кількості УС, коли комірок 5 – селективність покращується на 71.54%. Використання метаматеріальних властивостей дало змогу зменшити розмір фільтра на 36.2% та зменшити втрати в смузі пропускання, при цьому ФНЧ залишається досить простим в реалізації, адже для виготовлення не використовуються додаткова елементна база та *via*.

1.2.6 Плоскі суперлінзи

Металінзи - це плоскі поверхні, які використовують наноструктури для фокусування світла. Звичайні оптичні лінзи виготовляються з досить об'ємних матеріалів та мають вигнуту форму для фокусування променів. Хоч вони чудово вловлюють світло, вони дуже схильні до спотворень під назвою хроматична аберація. Плоскі лінзи використовують розроблені конструкції і характеристики різних метаматеріалів для викривлення світла. Вони приваблюють дослідників тим, що такі метаматеріали здатні маніпулювати світлом на субхвильових масштабах, і вони можуть долати хроматичні аберації, хоч і у вузькій смузі. Також значною перевагою є розміри таких лінз, адже вони є набагато меншими. Вигляд металінзи товщиною 350 нанометрів показано на рисунку 1.16.

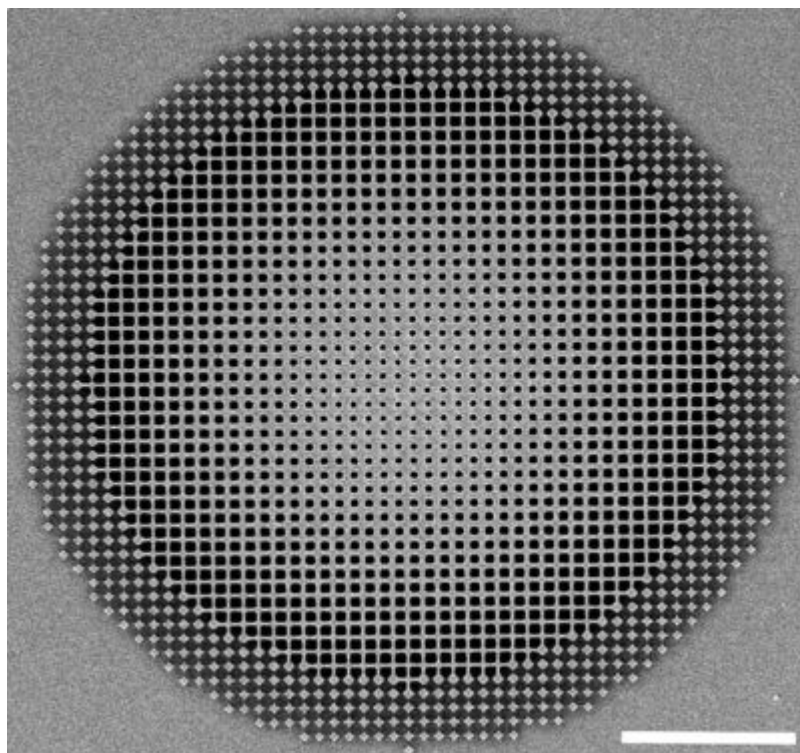


Рисунок 1.16 – Металінза

Ідея заключається в тому, що поверхня має вигляд сітки, сплетеної з УС, і, для імітування кривизни лінзи, використовується градієнт, при якому великі отвори по краях, рухаючись до центр, поступово зменшуються. Це показано на рисунку 1.17.

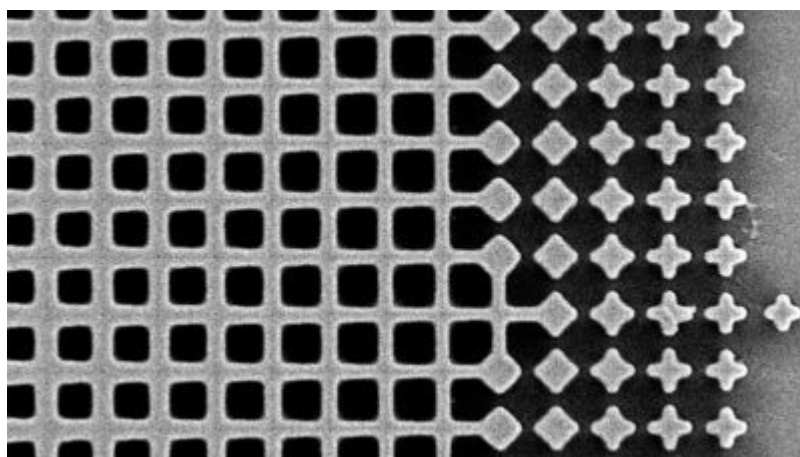


Рисунок 1.17 – Градієнт металінзи

Вигляд УС металінзи показано на рисунку 1.18.

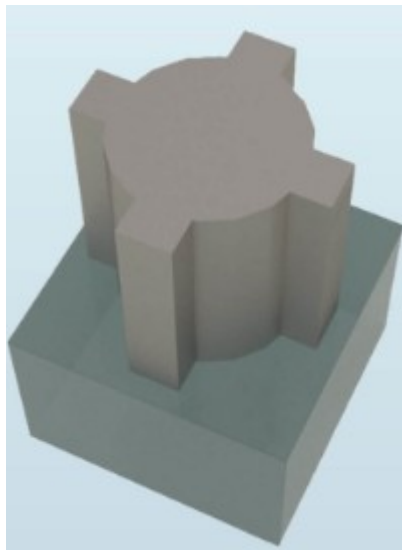


Рисунок 1.18 – УС металінзи

Такі ахроматичні плоскі лінзи вловлюють 70% світла в діапазоні частот від 640 нм (червоно-оранжеве світло) до 1200 нм (інфрачервоне світло). Промені, що потрапляють на них в цьому діапазоні довжин хвиль, фокусуються в одній точці по інший бік лінзи. Легша вага металінз також зменшує енергоспоживання для різних застосувань. Наприклад, супутники, де кожна унція має значення. Вони потребуватимуть менше палива для запуску і роботи, якщо використовуються металінзи, а не традиційні матеріали.

1.2.7 ЕМ маскування

ЕМ маскування – це техніка, при якій об'єкт є “невидимим” для електромагнітного випромінювання в певній смузі частот. Найперше, що приходить на думку, це невидимі літаки, тобто застосування цієї технології у видимій частині спектра. Умовою невидимості є як відсутність відбиття хвилі до джерела, так і розсіювання її в інші напрямки, в тому числі й в прямому, що

означає відсутність тіні. Зробити предмет невидимим буде означати зменшити переріз розсіювання SCS (Scattering Cross Section) до нуля. Визначається він як відношення повної розсіяної потужності до густини падаючої потужності.

Однією зі схожих за результатом методик є технологія “стелс”, при якій літаки, які мають спеціально розроблені для неї форми, покриваються поглинаючим матеріалом щоб зменшити розсіювання. Але вона може зменшити SCS тільки приблизно на 50%. Тому ведуться розробки для подальшого зменшення цього параметра. Одним варіантів вирішення цього завдання є принципу гасіння розсіювання, його показано на рисунку 1.19.

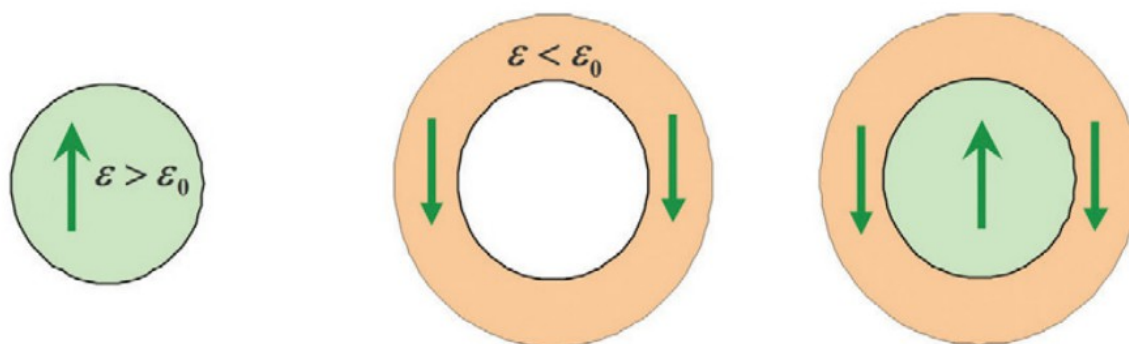


Рисунок 1.19– Принципу гасіння розсіювання

Сферичний діелектричний об'єкт з діелектричною проникністю більшою, ніж у навколишньому середовищі, покритий діелектричною оболонкою з діелектричною проникністю меншою, ніж у навколишньому середовищі, діаметр оболонки підбирається так, щоб їх розсіювання взаємно компенсували одне одного, оскільки в них індукуються дипольні моменти протилежного знаку. Проблемою є матеріали, адже часто потрібні ті, які мають неіснуючі в природі властивості. Саме тут і стають корисними метаматеріали. В статті [8] було запропоновано одну з практично можливих для реалізації конструкцій. Нею є металеві паралельні пластини (Рис.1.20, а), розміщені радіально навколо циліндричної

області (Рис.1.20, б), в центрі якої буде знаходитися об'єкт, який потрібно приховати.

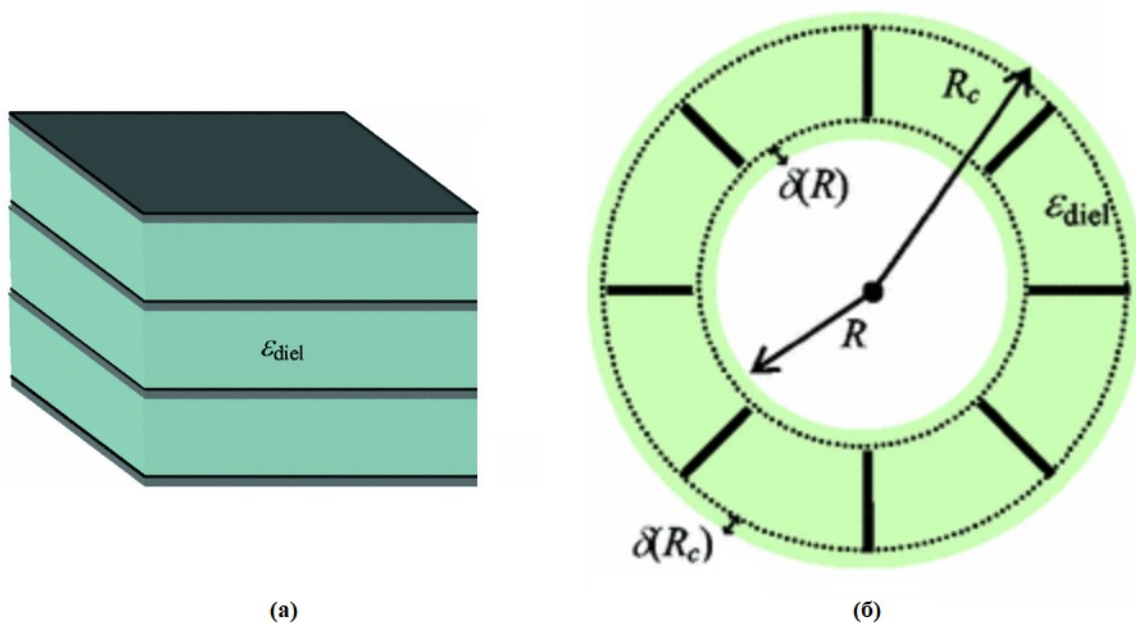


Рисунок 1.20 – Металеві паралельні пластини (а)
та їх радіальне розміщення (б)

Автор довів, що, якщо їх правильно сконструювати, це покриття зможе забезпечити зменшення розсіяння. Хоч ці маніпуляції й не зроблять об'єкт повністю невидимим, вони доводять, що теоретична можливість є, і в цьому можуть допомогти метаматеріали. Це й надихає науковців по всьому світу продовжувати розробки в цьому напрямку.

2. ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ РІШЕНЬ

Для того, щоб краще розібратися з конструкцією АМС, а саме: видами метарисунків, які використовуються, матеріалами, розмірами та впливом цих параметрів на електромагнітні характеристики, розглянемо низку рішень, описаних в статтях, які були використані при написанні дисертації. Спочатку зосередимося на діапазоні 2.4 ГГц щоб побачити, що для вирішення завдання на певній частоті не існує одного рішення, після цього розглянемо УС, які використовують для роботи в інших діапазонах, з метою зрозуміти закономірності використання тих чи інших структур та їх складність конструкції в залежності від частоти та поставлених задач.

2.1 Порівняння структур діапазону 2.4 ГГц.

В статті [9] автор пропонує конструкцію, яка є вирізаними квадратними кільцями (Slotted Square Rings), її вигляд та розміри показано на рисунку 2.1

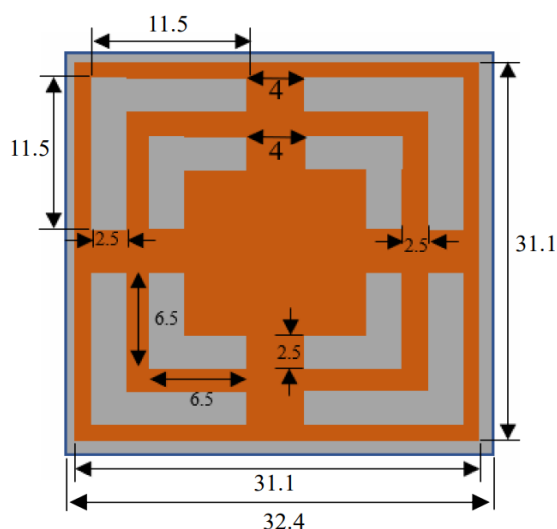


Рисунок 2.1 – УС статті [9]

Метарисунок та заземлююча пластина, між якими знаходиться діелектрик RO3003 з dk 3 та товщиною 0.5 мм, зроблені з міді товщиною 0.035 мм. Очікуваним робочим діапазоном є 2.4 ГГц, він визначається фізичними розмірами УС. При використанні рефлектора значення S_{11} антени покращилося порівняно з антеною без АМС зі значенням S_{11} –14 дБ. Після використання запропонованого рефлектора параметр S_{11} становить –24 дБ. Але використання рефлектора АМС автором стало наслідком зсуву частоти. На жаль, автор не провів дослідження фази відбиття УС, що не дає змогу визначити робочу смугу частот структури.

Розглянемо інші структури, які використовуються на частоті 2.4 ГГц. В статті [10] запропоновано квадратний металевий патч з трикутним прорізом, розміщений на заземленій підкладці. Його вигляд та розміри показано на рисунку 2.2.

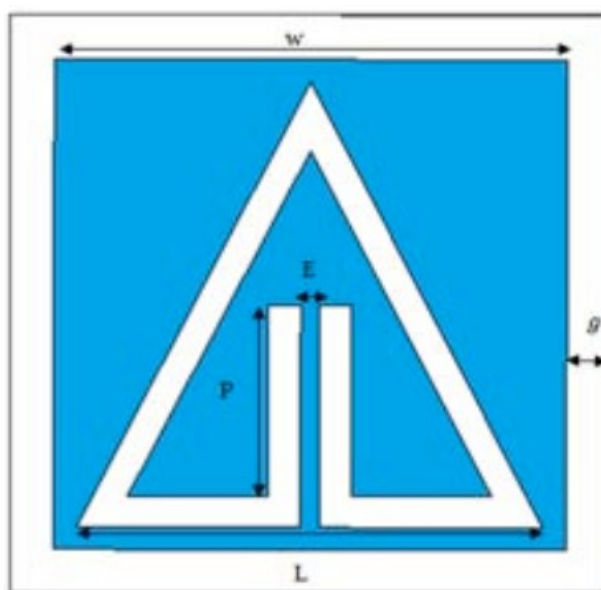


Рисунок 2.2 – УС статті [10]

Значення параметричних розмірів УС занесено до таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Значення параметричних розмірів УС [10].

Параметр	L	W	E	P	g
Значення, мм	15.25	16.25	0.4	4	0.5

Структура виконана на FR4 матеріалі товщиною 1.62 мм, його dk є рівним 4.3. Даний тип метарисунку дозволяє регулювати перший та другий резонанс АМС завдяки трикутним вирізам, що робить можливим його використання в dual-band WLAN. Другим робочим діапазоном є 5.2 ГГц. Смуга частот фази відбиття цієї АМС поверхні – близько 80 МГц, або 3.265 %, у смузі частот з центром на 2.45 ГГц і 244 МГц, або 4.692% у смузі частот з центром на 5.2 ГГц.

Ще одним видом АМС, який використовують в схожих діапазонах частот, є структура, запропонована в статтях [11] та [12]. Її основою є прямокутний патч та виріз в середині нього, який має вигляд прямокутного кільця. Вигляд та розміри УС статті [11] (а) та [12] (б) показано на рисунку 2.3.

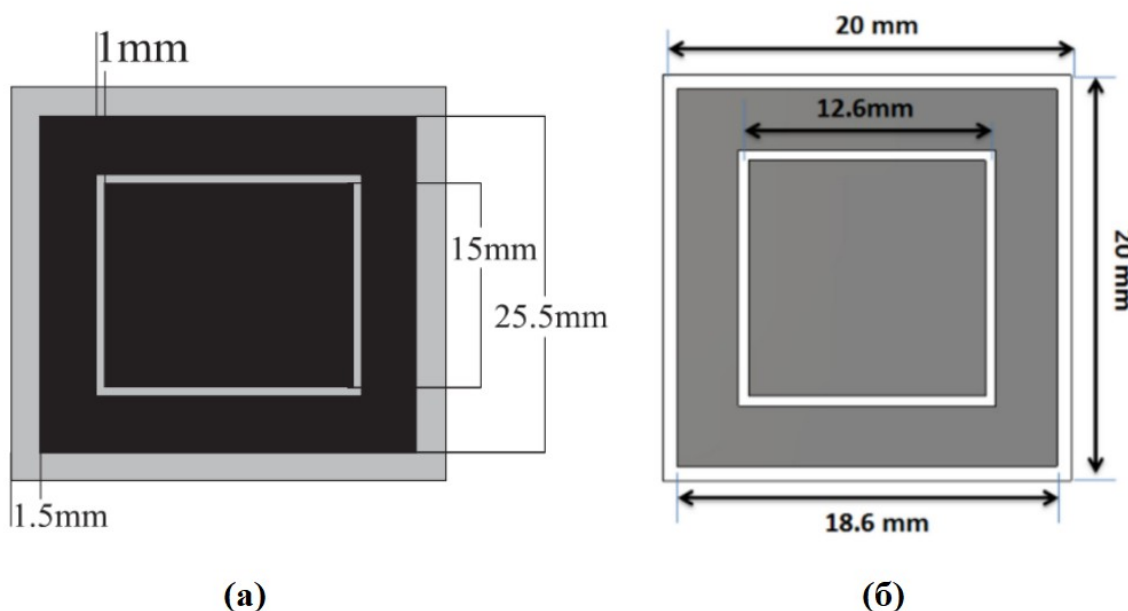


Рисунок 2.3 – Вигляд та розміри УС статті [11] (а) та [12] (б)

Обидві УС можуть бути використані в пристроях dual-band, перша резонує на 2.5 та 5.6 ГГц, в той час як друга на 2.45 та 5.4 ГГц. Перша надрукована на NELTEC NY9220 товщиною 3.15 мм та dk 2.2, друга, так само як і трикутна структура, вигравірувана на FR4, товщина та dk якого 1.5 мм та 4.4. Можна помітити, що, хоч комірки складаються з однакового метарисунку, вони сильно відрізняються розмірами, майже в 1.5 рази, та матеріалом, при цьому робочі частоти, хоч і відрізняються, дуже схожі. Це дає змогу зрозуміти, що на потрібні характеристики АМС впливають всі можливі її параметри, тому, регулюючи їх, можна отримати потрібні: діапазон, робочу смугу, габарити і тд.

В статті [13] запропоновано елементарну комірку, яка складається з подвійних квадратних розділених кільцевих резонаторів. Зовнішнє кільце розділене з обох сторін, а внутрішнє – закрите. Дві перпендикулярні металеві смужки з'єднують протилежні сторони внутрішнього кільцевого резонатора. Замість заземлюючої пластини – мікросмужка. Вигляд УС показано на рисунку 2.4.

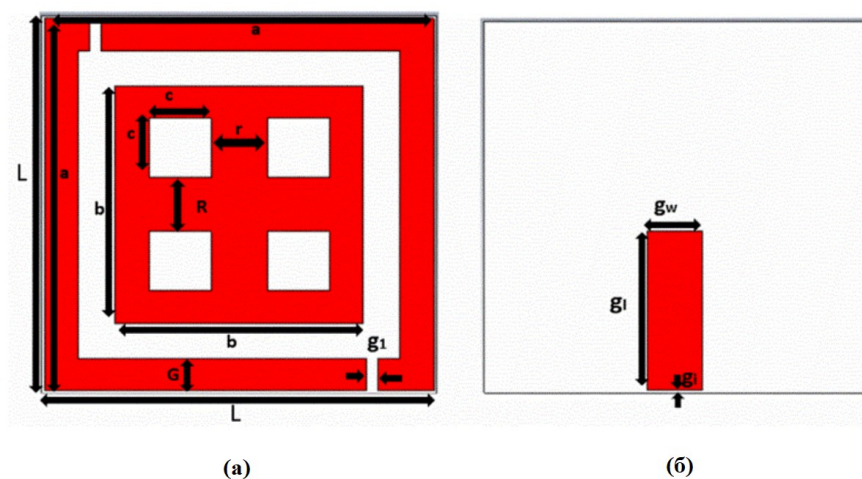


Рисунок 2.4 – Вигляд зверху (а) та знизу (б) УС статті [13]

Значення параметричних розмірів УС занесено до таблиці 2.2.
Матеріал підкладки – FR4 товщиною 1.6 мм.

Таблиця 2.2 – Значення параметричних розмірів УС [13].

Параметр	L	a	b	c	g	G	r	R	g _w	g _L	g ₁
Значення, мм	35	34.5	22	5.5	1	6	5	5	5	15	0.5

Ця структура працює в двох діапазонах – 0.915 та 2.45 ГГц. На низькій частоті резонанс виникє через зовнішнє кільце УС, на високій частоті через плюсоподібну структуру всередині внутрішнього кільця. Смуга частот фази відбиття цієї АМС поверхні – близько 106% у смузі частот з центром на 0.915 ГГц і 29% у смузі частот з центром на 2.45 ГГц.

Результатом дослідження стало підвищення підсилення антени та зміна властивостей системи від всенаправленого до спрямованого випромінювання.

2.2 Огляд структур інших діапазонів

Розглянувши статті [14] – [21] можна прослідкувати закономірності використання тих чи інших структур та матеріалів в залежності від частоти. Варто зазначити, що це не є якимось правилом та ці параметри не залежать від частоти наряду, адже, що квадратний патч, що SRR можна використовувати як на 1 так і на 20 ГГц. Все залежить від розмірів та поставлених задач. Це доведено в попередніх абзацах, де на однаковій частоті було використано чотири різні структури.

В суб-гігагерцовому діапазоні, зазвичай, використовують квадратний патч, який, в залежності від потрібних характеристик та поставлених задач, може бути дещо модифікований. Наприклад, в статті [3 14] автор має на меті покращити характеристики антени на частоті 0.445 ГГц. З цим впорався рефлектор на базі АМС, метарисунком якого є звичайна квадратна пластина, з'єднана з заземленням за допомогою via, це покращує узгодження та гарно впливає на продуктивність випромінювання антени. Особливістю структури також є те, що сусідні комірки

масиву з'єднані між собою конденсаторами, внаслідок чого резонансна частота АМС в більшій мірі починає бути залежною від значення цієї навантаженої ємності, а не від розмірів УС. Внаслідок цього можна значно зменшити розмір рефлектора, що й потрібно при розробці мініатюрних антен. Вигляд УС показано на рисунку 2.5.

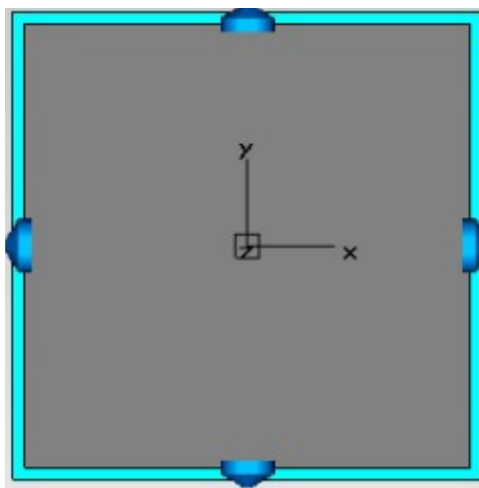


Рисунок 2.5 – УС статті [14]

Вигляд АМС рефлектора показано на рисунку 2.6.

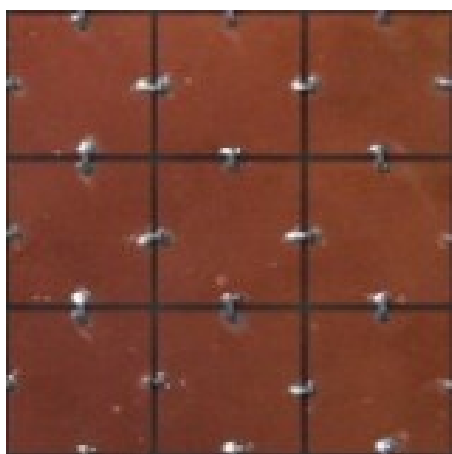


Рисунок 2.6 – АМС рефлектор статті [14]

Його смуга пропускання – від 0.432 до 0.453 ГГц, або 4.7%.

В статті [15] метарисунком є модифікований квадратний патч. В цьому випадку його відмінність полягає в наявності квадратного вирізу в центрі. Ще однією особливістю є те, що між заземленою пластиною та АМС є зазор. Він, в парі з зазором між антеною та модифікованими розмірами комірки, дає змогу зменшити товщину підкладки комірки від 40 мм до 3 мм, при цьому отримавши результати, схожі на ті, які були отримані без зазору з землею та з товщиною 40 мм. За рахунок цього суттєво зменшується ціна виробництва та вага. Варто зауважити, що як УС, так і антена виконані на полівінілхлоридних підкладках, або ПВХ, що є дешевим рішенням, але комірка – на спіненому, а запропонована антена – на жорсткому. Вигляд УС показано на рисунку 2.7.

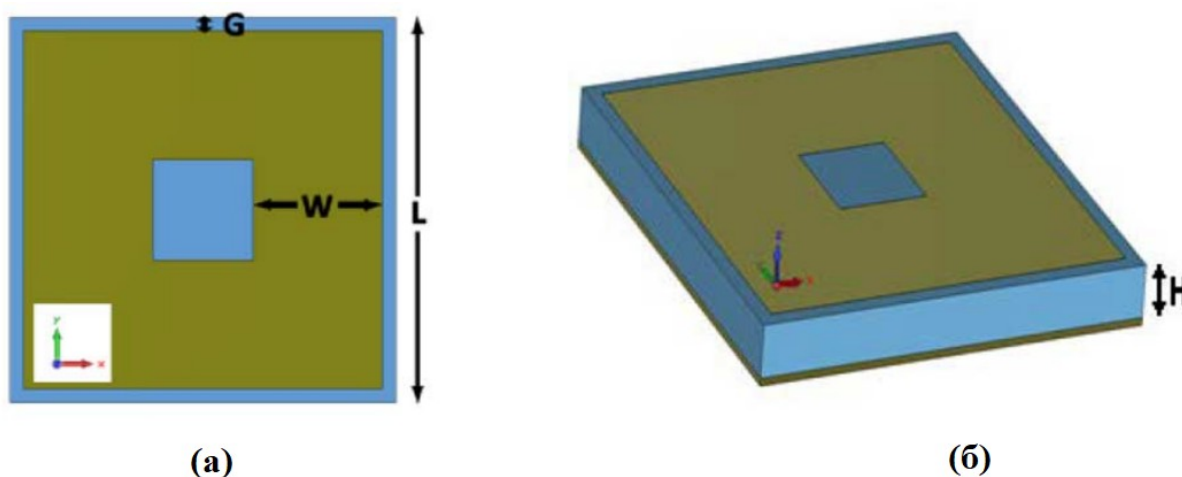


Рисунок 2.6 – Вигляд зверху (а) та збоку (б) УС статті [15]

Вигляд антени поверх АМС показано на рисунку 2.7.

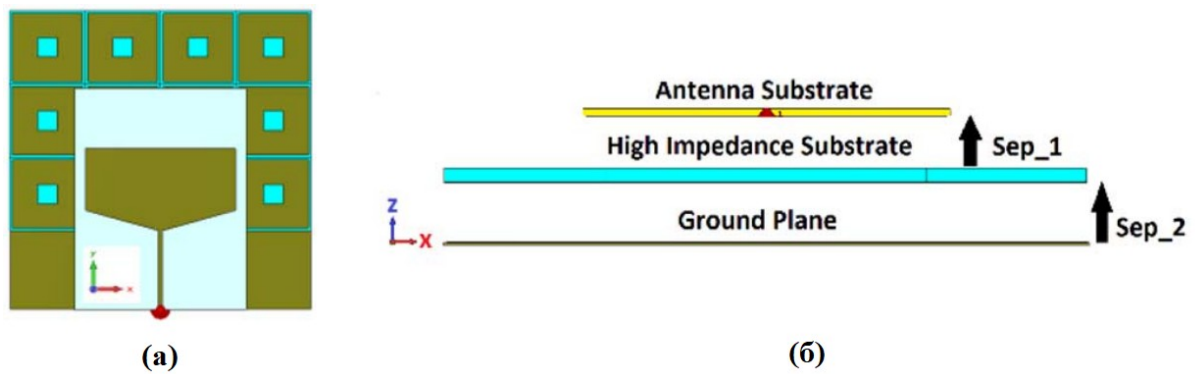


Рисунок 2.7 – Вигляд антени зверху (а) та збоку (б) поверх АМС статті [15]

Значення параметричних розмірів занесено до таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 – Значення параметричних розмірів [15].

Параметр	L	W	G	H	Sep_1	Sep_2
Значення, мм	115	38.5	4	3	14	30

Смуга пропускання АМС – від 0.12 до 0.78 ГГц, або 134%. Ці маніпуляції дали змогу не тільки заощадити на виробництві, але й зробили сумарну товщину антени меншою, при цьому, покращивши її характеристики у порівнянні з результатами антени без АМС та антени з АМС без зазору між землею.

В статті [16] також використовується квадратний патч на дешевому FR4. Запропонована автором елементарна комірка складається з двох накладених одна на одну підкладок та набору з чотирьох металевих отворів, утворених у двох підкладках і перетинаючих всю товщину структури. Діелектрик має ϵ_k 4.4, товщина верхнього шару є рівною 5.1 мм, нижнього – 0.8 мм. Кожен з отворів містить верхній кінець, що контактує з верхнім патчем, і нижній кінець, що досягає звивистої лінії на нижній поверхні нижньої підкладки. Це призводить до створення звивистої мережі в нижній частині структури, яка з'єднує кожну одиничну комірку з її найближчими сусідами. Варто зауважити, що v_{ia} не мають

електричного контакту з GND. Як наслідок, з'являються додаткові параметри, такі як відстань між *via*, довжина меандру та кут його повороту, що відкриває нові можливості для модифікації УС з метою досягнення поставлених задач. Вигляд структури показано на рисунку 2.8.

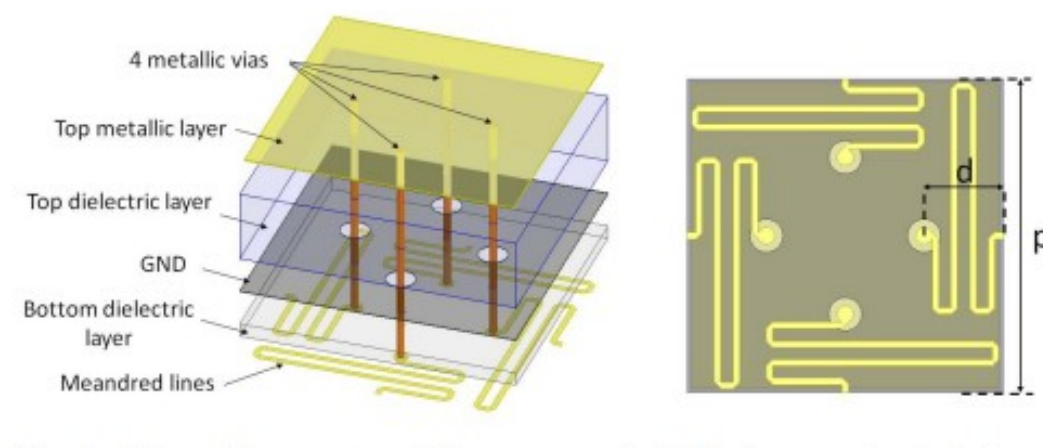


Рисунок 2.8 – Вигляд збоку (а) та зверху (б) УС статті [16]

Рефлектор має дві смугу пропускання $\pm 90^\circ$, тобто може бути використаний в dual-band пристроях. Перша смуга має нуль на 0.96 ГГц та та є рівною 10 МГц, або 1.1%, друга – 96 МГц, або 7.4%, з нулем на частоті 1.27 ГГц. Автор досягнув збільшення підсилення антени зберігаючи, при цьому, низкопрофільність та компактність (60% зменшення розміру поверхні).

Тепер розглянемо структури, а також їх особливості, дещо вищих діапазонів частот.

Згадаємо структуру, про яку написано в пункті 1.5.2. Вона використовується як електромагнітний поглинач, її метарисунок виконаний у вигляді кільця. Комбінування блоків УС різного імпедансу призводить до різниці фаз комірок та, як наслідок, до ефективного поглинання енергії в широкому діапазоні частот, а саме в Х-діапазоні (8-12 ГГц) і Ku-діапазоні (12-18 ГГц).

Робота [17] присвячена АМС, метарисунком якого є квадратний SRR. Надрукований він на підкладці DICLAD 527, її діелектрична проникність 2.5, товщина 0.7874 мм. Вигляд УС показано на рисунку 2.9.

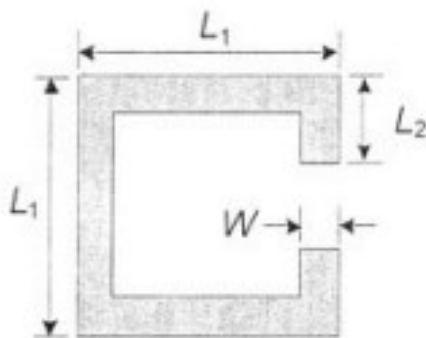


Рисунок 2.9 – УС статті [17]

Значення параметричних розмірів УС занесено до таблиці 2.4.

Таблиця 2.4 – Значення параметричних розмірів УС статті [17].

Параметр	L_1	L_2	W
Значення, мм	3.55	1.2	0.5

Масив 30 x 30 з такою конфігурацією УС має нульову фазу відбиття на частоті 9.95 ГГц.

Помістивши над масивом таких комірок дротову антену (рис. 2.10) вдалося підвищити її підсилення, при цьому рефлектор має компактний розмір, тому він чудово підходить для використання в НВЧ пристроях.

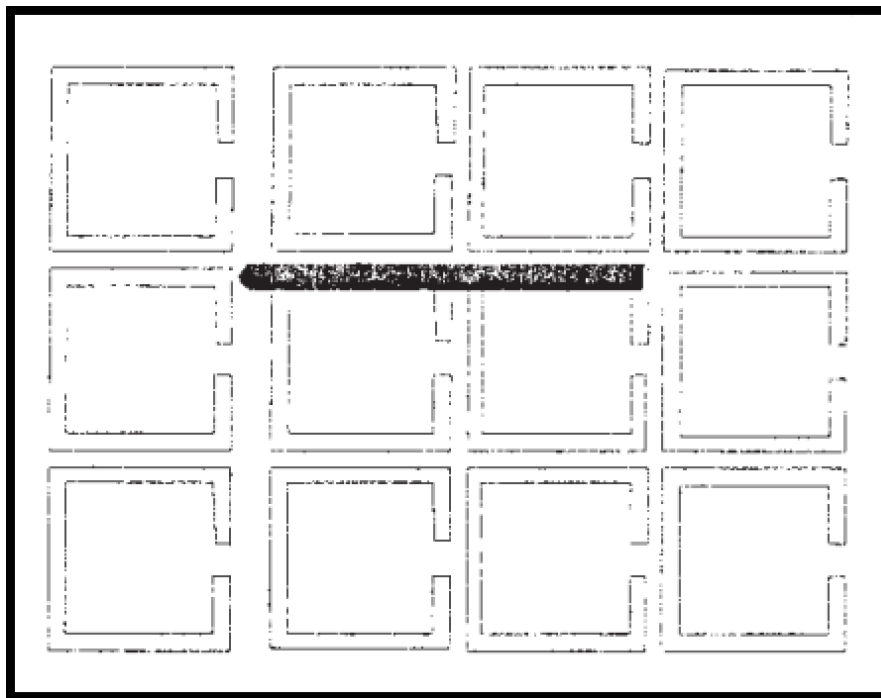


Рисунок 2.10 – Дротова антена над АМС рефлексором статті [17]

Масив 5x2 має смугу пропускання приблизно 1.43%, або 0.15 ГГц, з нулем на 10.48 ГГц. Його вигляд показано на рисунку 2.11.

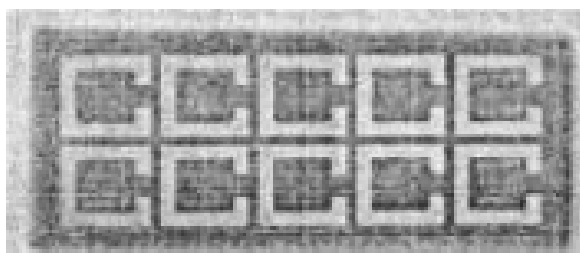


Рисунок 2.11 – АМС рефлексор статті [17] для роботи на 9.8 ГГц

Можна побачити, що кількість комірок в масиві суттєво впливає на f_0 .

Дещо складнішу форму має структура, про яку написано в статті [18]. Її вигляд показано на рисунку 2.12.

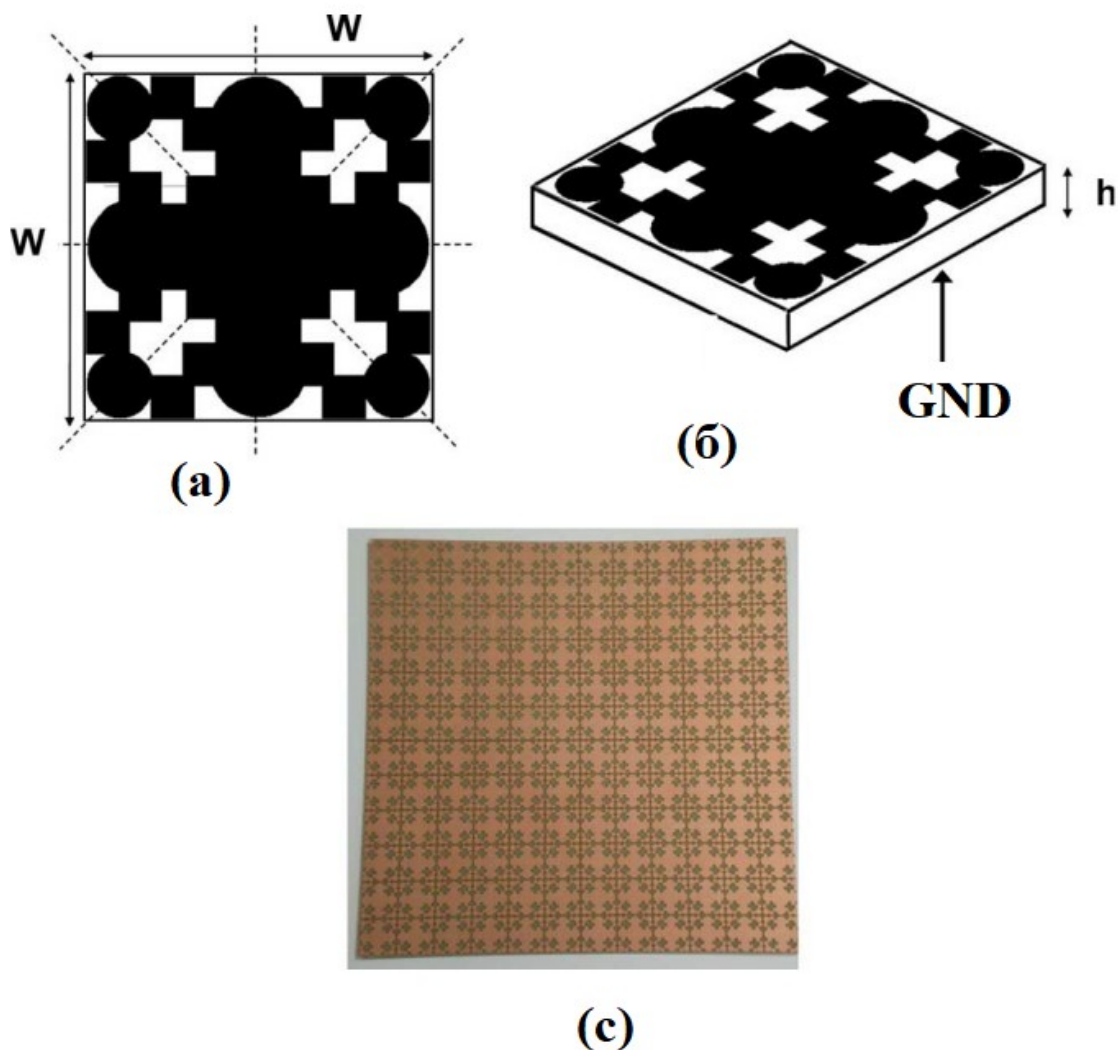


Рисунок 2.12 – Вигляд зверху (а) та збоку (б) УС статті [18],
прототип АМС рефлектора (с)

Складно дати якусь конкретну назву цьому метарисунку. Це інноваційне рішення автора, яке чудово себе показує на частоті 5.8 ГГц. Геометрія УС складна, тому важко визначити які елементи відповідають за індуктивну або ємнісну поведінку. Ємнісний зв'язок забезпечують зазори між сусідніми УС, через що змінюється еквівалентна ємність C , а вузькі розгалуження мають вплив на еквівалентну індуктивність L . Розрахунок резонансної частоти, на якій структура буде мати великий імпеданс та поводити себе як АМС, можна зробити за допомогою формули:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

де f_0 – резонансна частота,
 L – еквівалентна індуктивність,
 C – еквівалентна ємність.

Параметри АМС, а саме смуга пропускання та резонансна частота залежать від геометрії елементарної комірки, відносної діелектричної проникності і товщини підкладки. Таким чином є два варіанти конструювання УС: оптимізувати геометрію комірки для даної діелектричної підкладки або модифікувати характеристики підкладки, фіксуючи геометрію комірки. Автором обрано тонку комерційну підкладку Arlon 25N з низькою відотною діелектричною проникністю, вона відповідає поставленим умовам, а саме має бути компактною, низькопрофільною і дешевою у виробництві. Підлаштування резонансної частоти відбувається за допомогою зміни геометрії поверхні. Arlon 25N товщиною 0.762 мм має ϵ_k рівну 3.28. Розмір комірки 11.52 x 11.52 мм². Ця структура забезпечила чудову смугу на рівні 0.44 ГГц, або 7.7%, з нулем на 5.722 ГГц. Цей АМС є дуже привабливим для застосування в планарних антенах, мікрохвильових інтегральних схемах (МІС) і монолітних МІС (ММІС) завдяки простоті виготовлення та низькій вартості.

Пункт 1.5.3 було присвячено структурам АМС для покращення характеристик антен, які використовуються в біомедичних застосуваннях. Метаповерхня статті [14] призначена для діапазону 5.8 ГГц. Як було сказано раніше, метарисунок структури – квадратний патч, навколо якого квадратне кільце. Це знову доводить, що немає правила застосування того чи іншого метарисунку на якійсь певній частоті. В роботі, присвяченій цій АМС, підкладкою для неї та антени обрано шкіру, адже це дає змогу легко інтегрувати антену з аксесуарами та речами гардеробу, такими як кепка, перчатки, куртка, штани і тд. В іншому випадку можна розмістити як антену, так і рефлектор АМС,

наприклад, на FR4 та, оптимізувавши розміри, застосовувати їх в іншій області використання антен.

Конструкція, яка не зустрічалася в попередніх роботах, запропонована в статті [19]. Метаповерхня складається з комірок, утворених квадратними пластинами зі ступінчастим вирізом, та проектувалася на діелектрику RO3003 товщиною 2.5, хоча при створенні прототипу автор використав F4В через відсутність достатньо товстого діелектрика Rogers. Dk використаної підкладки становить 2.65. Вигляд АМС рефлектора в парі з антеною показано на рисунку 2.13.

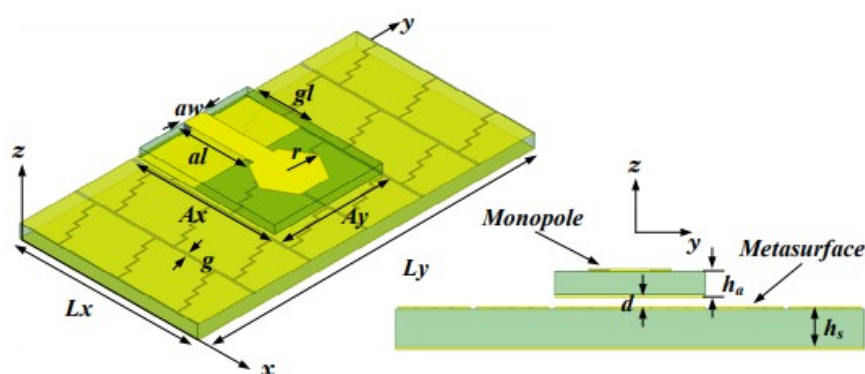


Рисунок 2.13 – АМС рефлектор статті [19] в парі з антеною

Значення параметричних розмірів занесено до таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 – Значення параметричних розмірів [19].

Параметр	A_x	A_y	L_x	L_y	g	al	aw	gl	r	d	h_a	h_s
Значення, мм	25	20	62.4	133	0.4	12.2	3.6	10	5.5	0.5	1.6	2.5

Запропоноване рішення дало змогу розширити смугу узгодження антени з середнім підсиленням 7.7 дБі. Така конструкція вносить додаткові параметри, такі як розмір щілини, довжина ступінчастих переходів та їх кількість (рис. 2.14), завдяки яким є змога гнучко регулювати резонансні характеристики.

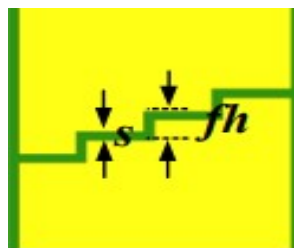


Рисунок 2.13 – UC статті [19] та нові параметри

Автор провів дослідження цих параметрів, та отримав результат, при якому смуга пропускання для одного переходу – 13.8%, в той час як для 5 – 10.38%. Також автор наводить графіки, на яких показано зміну фази коефіцієнта відбиття в залежності від інших параметрів частотно-залежного рисунку. Як наслідок, для подальшого аналізу, автор обрав середні значення параметрів, адже це є компромісним рішенням між резонансною частотою та смугою $\pm 90^\circ$. При такій конфігурації смуга становить, приблизно, 12%. Висновком роботи стало те, що АМС чудово підходить для використання в системах бездротового зв'язку на частоті 4.4 ГГц.

Для подолання складності проектування односпрямованих широкосмугових антен в статті [20] було запропоновано рефлектор на базі АМС під назвою “гриб”, тобто, як і ранше згадана структура статті [14], поверхня УС з'єднана за допомогою *via* з пластиною GND. Вигляд рефлектора показано на рисунку 2.14.

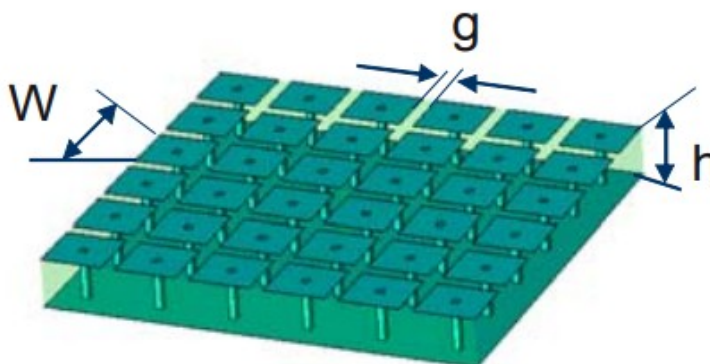


Рисунок 2.14 – Структура “гриб”

Значення параметричних розмірів занесено до таблиці 2.4.

Таблиця 2.4 – Значення параметричних розмірів [20]

Параметр	W	g	h
Значення, мм	8.2	0.4	3.2

З метою здешевлення та спрощення конструкції автор запропонував прибрати via. При такій конфігурації нульова фаза відбиття спостерігається на частоті 4 ГГц, смуга пропускання – від 3.5 до 4.7 ГГц, або є рівною 30 %.

Через стрімкий розвиток бездротового зв'язку збільшилася не тільки кількість споживачів, а й вимоги, які вони ставлять. Для того, щоб їх задовольнити, антена пристрою повинна бути низькопрофільною, мати малі розміри, бути компактною та легкою у виготовленні, легко інтегруватися в системах зв'язку, мати велике підсилення, при цьому бути надійною та енергетично ефективною. Спробувати вирішити це завдання для частот технології 5G, а саме 28 ГГц, вирішив автор статті [21].

Ним було запропоновано три цікаві геометрії АМС. В своїй роботі він дослідив вплив метаповерхонь на характеристики патч антени при різних конфігураціях, а саме коли кожна з структур інтегровані в антену по окремої та дві неперіодичні комбінації УС різних дизайнів одночасно.

Розглянемо дизайни трьох різних УС, підкладкою яких є заземлений RT 5880 товщиною 0.254 з ϵ_r 2.2. Їх вигляд та розміри показано на рисунку 2.15.

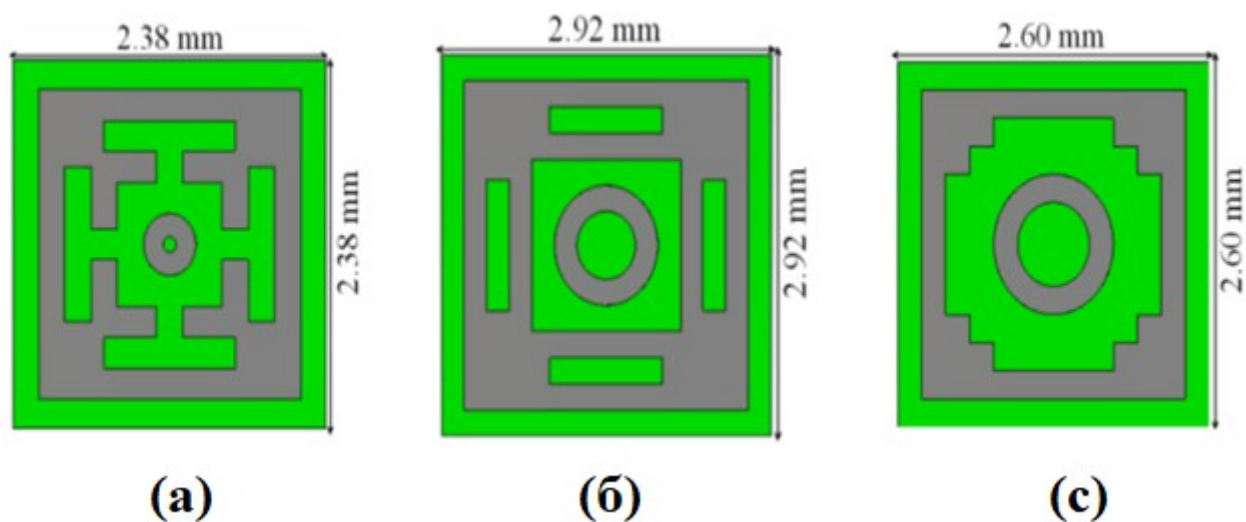


Рисунок 2.15 – Дизайн 1 (а), дизайн 2 (б) та дизайн 3 (с) статті [21]

Для кращого порівняння результати дослідження характеристик антени в парі з дизайнами АМС (рис. 2.16) було поєднано в таблиці 2.5.

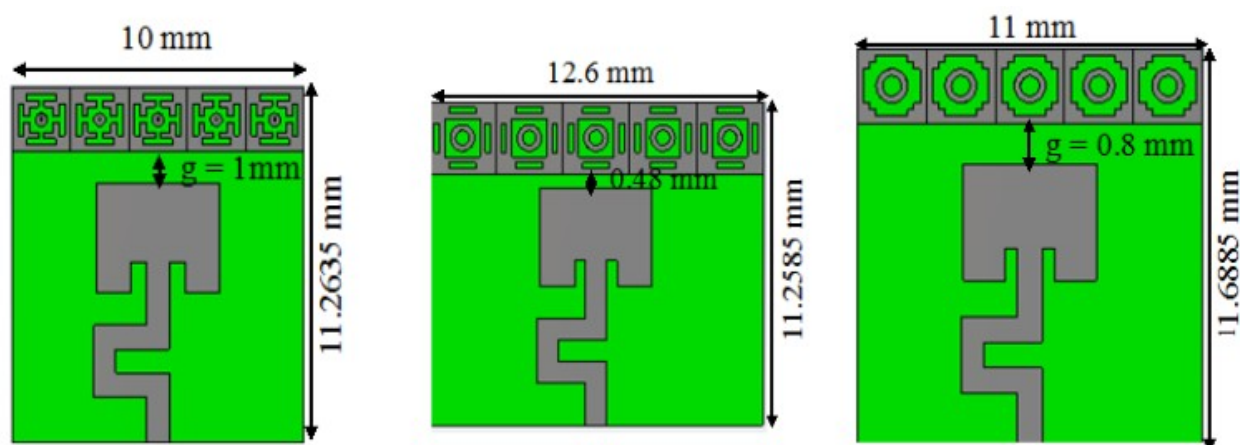


Рисунок 2.16 – Антена в парі з дизайнами АМС

Таблиця 2.5 – Порівняння характеристик антени при використанні різних дизайнів

Патерн	Коеф. відбиття, дБ	Смуга пропускання, %	Відсоток приросту смуги	Підсилення, дБ	Ефектив-сть випромі-ня, %	Ширина променя 3 дБ
Антенa без AMC	-26.302	2.65	–	7.190	91.3	71.3
Антенa та дизайн 1	-30.758	2.78	4.91 %	7.737	96.2	70.3
Антенa та дизайн 2	-29.046	3.02	13.96%	8.053	95.6	67.8
Антенa та дизайн 3	-29.845	2.78	4.91%	7.582	93.3	72.2

Також автор провів дослідження характеристик антени, яка використовується в парі з усіма дизайнами одночасно, скомбінованими не періодично (рис. 2.17).

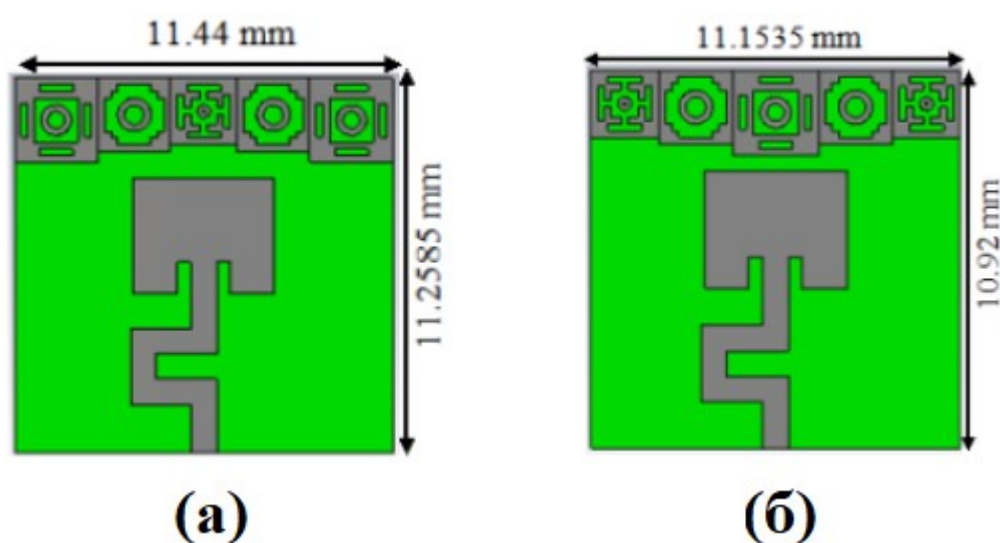


Рисунок 2.17 – Антена в парі з дизайном AMC1 (a) та AMC2 (б)

Результати дослідження поєднано в таблиці 2.6.

Таблиця 2.6 – Порівняння характеристик антени при використанні дизайнів AMC1 та AMC2.

Патерн	Коеф. відбиття, дБ	Смуга пропускання, %	Відсоток приросту смуги	Підсилення, дБ	Ефектив-сть випромі-ня, %	Ширина променя 3 дБ
Антенa без AMC	−26.302	2.65	—	7.190	91.3	71.3
Антенa та AMC1	−34.230	2.84	7.17%	7.729	96.2	70.9
Антенa та AMC2	−32.295	2.98	12.45%	7.862	95.6	69.8

Результатом дослідження стало те, що при будь якій конфігурації антени з запропонованими AMC, її характеристики, такі як підсилення, смуга та спрямованість, у порівнянні з антеною без метаповерхонь, стають кращими і вона може бути гарним вибором для застосування в 5G зв'язку.

Як підсумок до розділу, розглянемо таблицю 2.7 з ключовими параметрами УС тих статей, які можуть бути корисні для розробки AMC рефлектора для антени, яку можна використовувати в суб-гігагерцовому діапазоні.

Таблиця 2.7 – Порівняння параметрів оглянутих УС.

Стаття	Частота, ГГц	Розміри, мм ²	Розміри, λ	Матеріал	Товщина діел-ка, мм	Товщина діел-ка, λ	Смуга проп-ня, %
[2]	3.5	9.5 x 19	0.11 x 0.22	FR4	1.6	0.019	40.57
[9]	2.4	32.4 x 32.4	0.259 x 0.259	RO3003	0.5	0.003	—
[10]	1) 2.45 2) 5.2	17.25 x 17.25	1) 0.141 x 0.141 2) 0.297 x 0.297	FR4	1.62	1) 0.013 2) 0.028	1) 3.265 2) 4.692

Кінець таблиці 2.7

[11]	1) 2.5 2) 5.6	27 x 27	1) 0.223 x 0.223 2) 0.5 x 0.5	NELTEC NY9220	3.15	1) 0.026 2) 0.058	1) ~10 2) ~10.7
[12]	1) 2.45 2) 5.4	20 x 20	1) 0.164 x 0.164 2) 0.357 x 0.357	FR4	1.5	1) 0.012 2) 0.027	1) ~5.7 2) ~16.6
[13]	1) 0.915 2) 2.45	35 x 35	1) 0.107 x 0.107 2) 0.287 x 0.287	FR4	1.6	1) 0.005 2) 0.013	1) ~106 2) ~29
[14]	0.445	19 x 19	0.028 x 0.028	FR4	6.4	0.009	4.7
[15]	0.4	115 x 115	0.242 x 0.242	ПВХ	3	0.006	134
[16]	1) 0.96 2) 1.27	38 x 38	1) 0.119 x 0.119 2) 0.161 x 0.161	FR4	5.9	1) 0.018 2) 0.025	1) 1.1 2) 7.4
[17]	9.95	3.55 x 3.55	0.118 x 0.118	DICLAD 527	0.787	0.026	~1.4
[18]	5.72	11.52 x 11.52	0.222 x 0.222	Arlon25N	0.762	0.015	7.7
[19]	4.4	20.8 x 5.167	0.297 x 0.074	RO3003	2.5	0.036	12
[20]	4	8.2 x 8.2	0.109 x 0.109	Vacuum	3.2	0.043	30
[21(a)]	28	2.38 x 2.38	0.216 x 0.216	RT 5880	0.254	0.023	2.78

Отже, можна побачити, що існує дуже багато варіантів реалізації АМС. Для вирішення поставлених задач є широкий вибір як структур, так і матеріалів, з яких вони зроблені. Важливим є представлення розмірів, нормованих до довжини хвиль, адже вони дають змогу прогнозувати габарити структур при їх адаптації на вищі чи нижчі частоти та обрати ту, яка дасть змогу виконати умову компактності, маючи достатню смугу частот та будучи, при цьому, дешевою. З таблиці видно, що, хоч деякі УС мають схожі розміри в міліметрах, в довжинах хвиль це, часто, велика різниця, тому, при виборі структури, потрібно звертати увагу на частоту, для якої її було спроектовано.

Цікавою, з точки зору розмірів, є структура [14], яка є симетричним квадратом, кожне плече якого має розмір 0.028 в довжинах хвиль на частоті 0.4 ГГц за рахунок використання конденсаторів між УС, але вони ускладнюють конструкцію. Також АМС має непогану смугу 4.7%, але є досить товстим.

Структура [15] має чудову смугу $\pm 90^\circ$, близько 134%, та не є досить товстою, 0.006 в довжинах хвиль. Але нюансом є те, що, для забезпечення такої поведінки фази, окрім відстані 0.187 довжин хвиль між антеною та АМС, потрібно забезпечити 0.4 довжин хвиль відстань між АМС та пластиною заземлення, яка знаходиться під ним. Таким чином, хоч УС є компактною, товщина антенної системи буде не самою оптимальною, близько 0.6 довжин хвиль.

Виділено було структуру [9] через те, що вона має товщину підкладки 0.003 в довжинах хвиль на частоті 2.4 ГГц і, в суб-гігагерцовому діапазоні, потенційно, може бути дещо тоншою за інші в міліметрах. Також, хоч метарисунок не є простим у порівнянні з квадратним патчем або SRR, структура не має додаткових віа або допоміжної елементної бази, що чудово для заощадження фінансового ресурсу. Робоча смуга не була розглянута автором статті, але, прогнозовано, вона буде рівною $\sim 1.27\%$, чого не вистачає для обраного діапазону. Також її мінусом є те, що вона створена на RO3003, що не є дешевим діелектриком.

Структура [13] буде дещо більшою за [9], але вона, має найбільшу смугу — 106%, що є важливим для антени UHF діапазону. Ця УС не має заземлення на нижній частині діелектрика, що є великим мінусом в контексті компактності, адже GND можна використати як елемент інших електричних кіл пристрою і, розмістивши її на нижньому шарі плати АМС, зекономити місце.

2.3 Висновки огляду

За результатами зробленого огляду для використання в якості рефлектора антени ультракороткого діапазону частот було обрано комірку метаповерхні, що представлена у статті [9]. Дана метаповерхня має товщину 0.003 в довжинах хвиль на RO3003, що буде відповідати приблизно 1 мм в ультракороткому діапазоні частот. Також вона має заземлення на нижній частині діелектрика, що є великим плюсом для мініатюризації не тільки антенної системи, а й пристрою, в якому вона використовується. При цьому очікується робоча смуга частот 1.27%, якої не зовсім вистачає для обраного діапазону, але, оптимізувавши розміри геометрії, її, прогнозовано, можна розширити.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ

3.1 Вибір дешевого діелектрика

Хоч на меті не стоїть створити дешеве рішення, RO3003 є дуже дорогим діелектриком, тому додатковою ціллю буде зменшити ціну виготовлення АМС за рахунок дешевшої підкладки. Навіть якщо обрати найдешевший діелектрик Rogers, а саме RO4350B, ціна буде суттєвою. Підкладки зі скловолокна і полімерної смоли FR4 дуже часто вибирають для НВЧ-схем через їх недорогу ринкову ціну в порівнянні з іншими доступними підкладками. Вони дешевші за RO4350B приблизно в 4–6 разів. Модель побудови FR4 показано на рисунку 3.1.

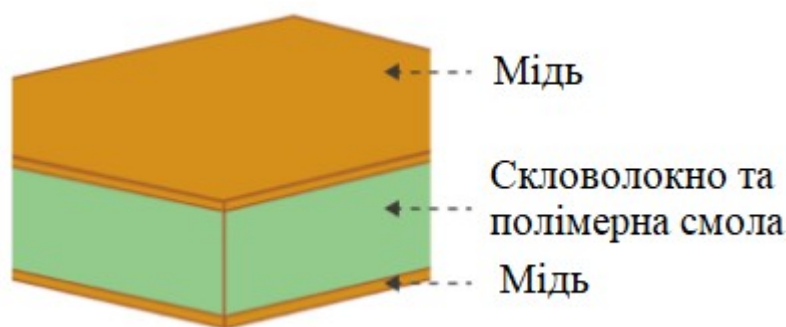


Рисунок 3.1 – Модель побудови FR4

Спочатку, на сайті провідного високотехнологічного китайського виробника прототипів друкованих плат JLPCSB, було обрано двошарову підкладку FR4, яка має dk 4.5. При обраній конфігурації доступні товщини діелектрика є рівними: 0.4, 0.6, 0.8, 1, 1.2, 1.6 та 2 мм. Варто зазначити, що при виборі двох перших значно зростає ціна через обов'язкову обробку поверхні плати імерсійним золотом, при виборі найтовщого варіанту виробник також збільшує ціну, тому обмежимося розмірами 0.8 – 1.6 мм. В такому випадку приблизна ціна виготовлення буде рівною 4–7\$.

Як запасний варіант було обрано ще один діелектрик, якщо характеристик цього матеріалу буде недостатньо. Ним став FR408 від Isola. Це той самий FR4, який, за

рахунок іншого хімічного складу смоли та домішок, має кращі діелектричні і термічні властивості. Його dk є рівним 3.66, доступні товщини від 0.05 до 3.2 мм. Він буде дорожчий за звичайний FR4, але дешевший за матеріал від Rogers.

Дослідивши вплив товщин підкладки на ЕМ характеристики АМС та обравши оптимальний варіант, можна оптимізувати розміри метарисунку, щоб забезпечити потрібну робочу смугу частот.

3.2 Метод аналізу АМС в програмному середовищі CST Studio Suite

Для роботи з АМС було використано CST Studio Suite. Це високопродуктивний програмний пакет для тривимірного ЕМ аналізу, проектування, та оптимізації ЕМ компонентів і систем. Для дослідження структури не обов'язково створювати масив, а достатньо однієї УС, адже вона має такі самі характеристики як і n -на її кількість при використанні відповідних меж дослідження. Варто зазначити, що існує, як мінімум, дві методики симуляції АМС, через що результати можуть відрізнятися від тих, що були отримані авторами статей. Вони пов'язані з налаштуванням граничних умов симулювання. В першому випадку потрібно налаштувати границі як в статті [11] (рис. 3.2).

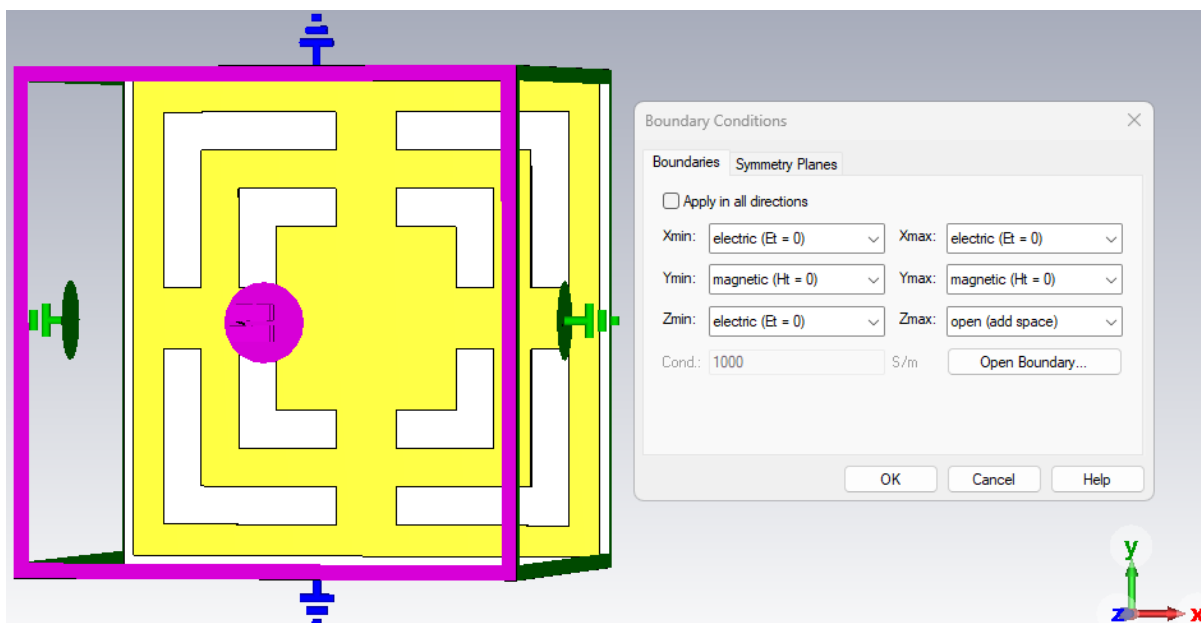


Рисунок 3.2 – Граничні умови статті [11]

Після цього потрібно створити хвильовий порт та розпочати симуляцію, використовуючи Frequency Domain Solver.

Тепер розглянемо другий варіант, який буде використаний в подальшому для вирішення поставлених завдань. На рисунку 3.3 показано візуалізацію простої моделі у головному вікні побудови структур до того, як буде застосовано граничну умову “Unit Cell” в налаштуваннях граничних меж симулювання.

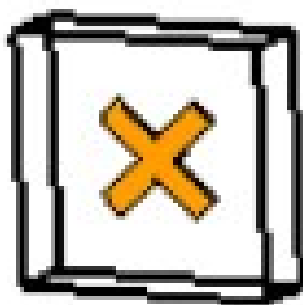


Рисунок 3.3 – Візуалізація простої моделі

Як тільки відкрито діалогове вікно “Boundary Conditions” і встановлено граничну умову “Unit Cell”, базова структура (комірка) буде побудована в її періодичному розширенні. Гранична умова “Unit Cell” розширює модель в площині X-Y глобальної системи координат як показано на рисунку 3.4.

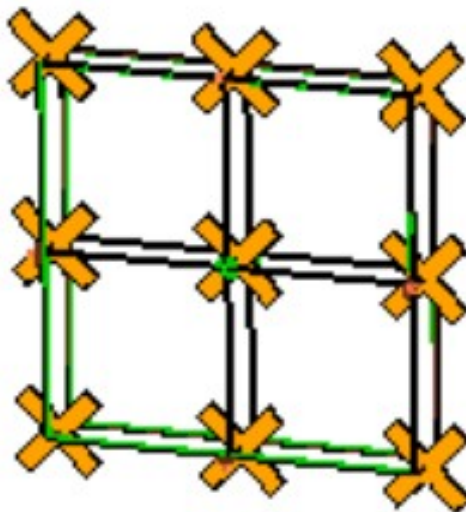


Рисунок 3.4 – Візуалізація розширеної моделі

Як тільки ці налаштування починають діяти, автоматично створюється Floquet порт, який є джерелом падаючої хвилі.

Стандартні налаштування порту Floquet збуджують дві плоскі хвилі з ортогональними електричними полями, як показано на рисунку 3.5 (TE_{00} мода) та рисунку 3.6 (TM_{00} мода), але в діалоговому вікні властивостей порту можна також вказати режими вищого порядку.

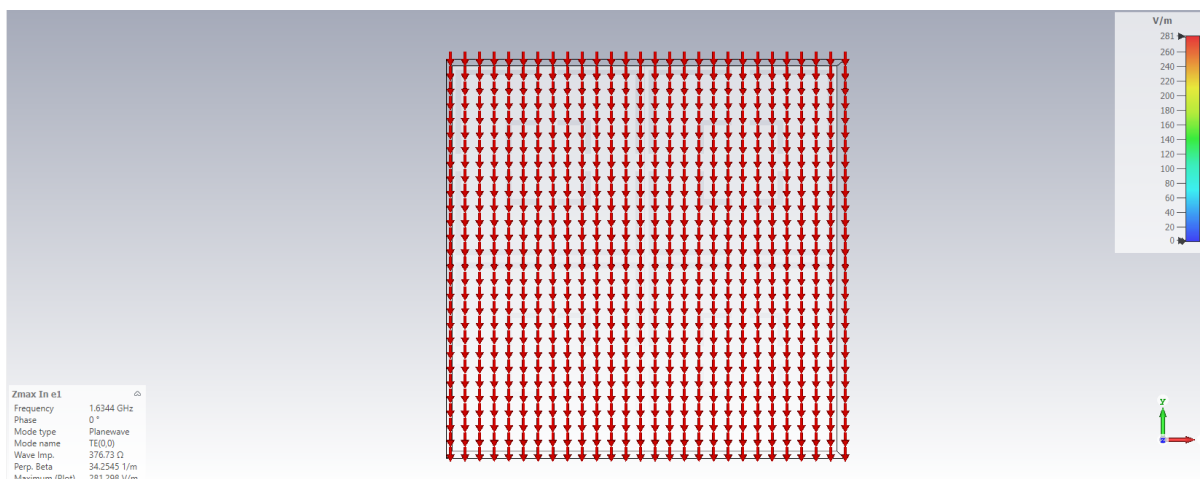


Рисунок 3.5 – TE_{00} мода, збуджена floquet портом

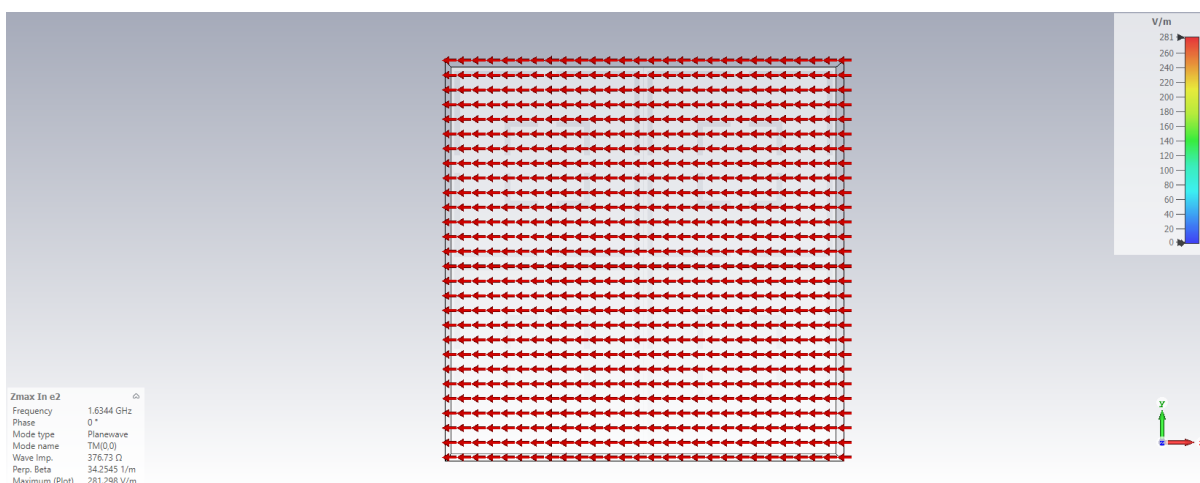


Рисунок 3.6 – TM_{00} мода, збуджена floquet портом

Зв'язок між модами, як для відбиття, так і для пропускання, представлено в термінах S-параметрів, що і становить основний інтерес при симуляції АМС. Зазвичай відбиття і пропускання обох мод майже ідентичні завдяки симетрії більшості метарисунків. Невелика різниця спостерігається через те, що тетраедрична сітка, яка розбиває досліджувану область на безліч малих, не є ідеально симетричною.

Отже, використовуємо шаблон, який налаштовує моделювання відповідним чином і генерує режими порту Floquet з параметризованим кутом падіння плоскої

хвилі, який, в нашому випадку є рівним 0° . Щоб створити структуру, яка буде працювати в суб–гігагерцовому діапазоні, потрібно відтворити УС зі статті та дослідити вплив різних розмірів метарисунку. Після цього, за допомогою функції CST для моделювання під назвою “Scale”, потрібно збільшити її у відповідну кількість разів та, використавши функції CST “Optimizer”, підлаштувати розміри так, щоб отримати фазу $\pm 90^\circ$ в потрібному діапазоні частот та досягти компромісу між габаритами.

3.3 Вплив матеріалу підкладки та dk на фазу коефіцієнта відбиття

Відтворена структура 2.4 ГГц статті [9] показана на рисунку 3.7.

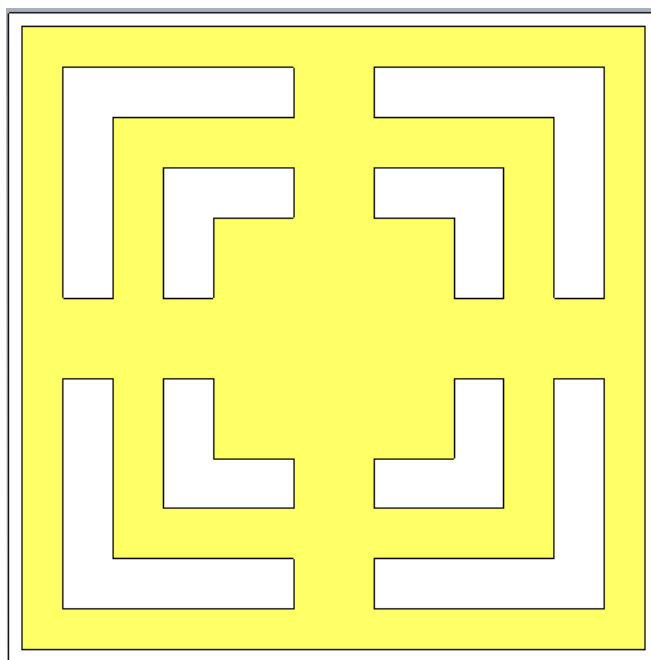


Рисунок 3.7 – Структура 2.4 ГГц

Налаштування граничних меж симулювання показано на рисунку 3.8.

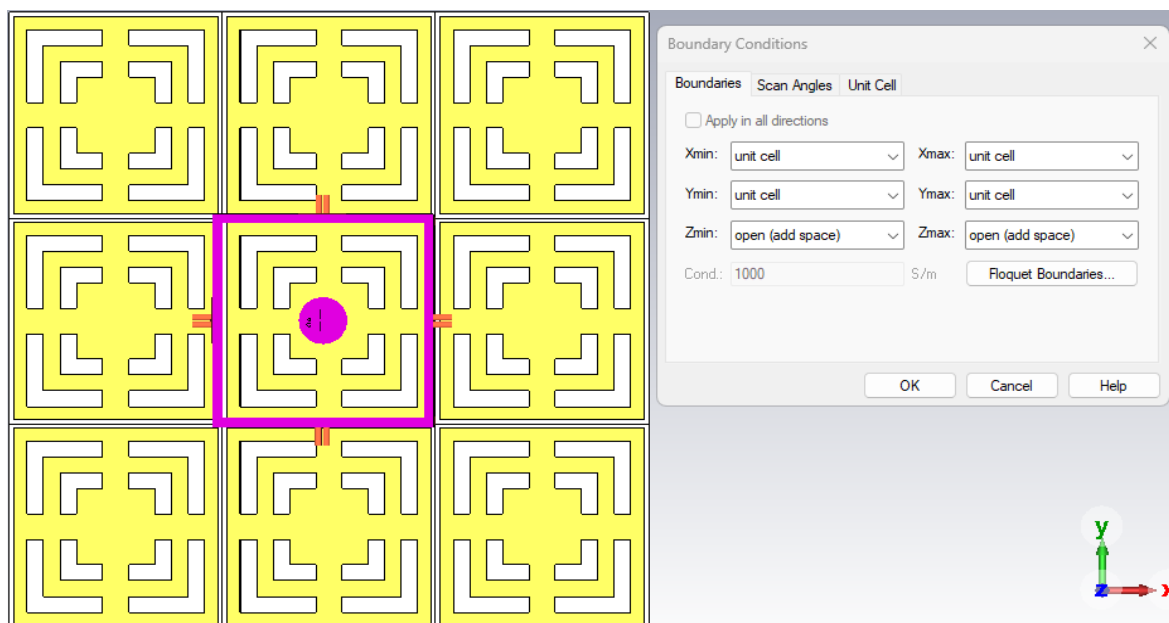


Рисунок 3.8 – Налаштування граничних меж симулювання

Використавши Frequency Domain Solver було отримано коефіцієнт відбиття для цього АМС. Його фаза показана на рисунку 3.9.

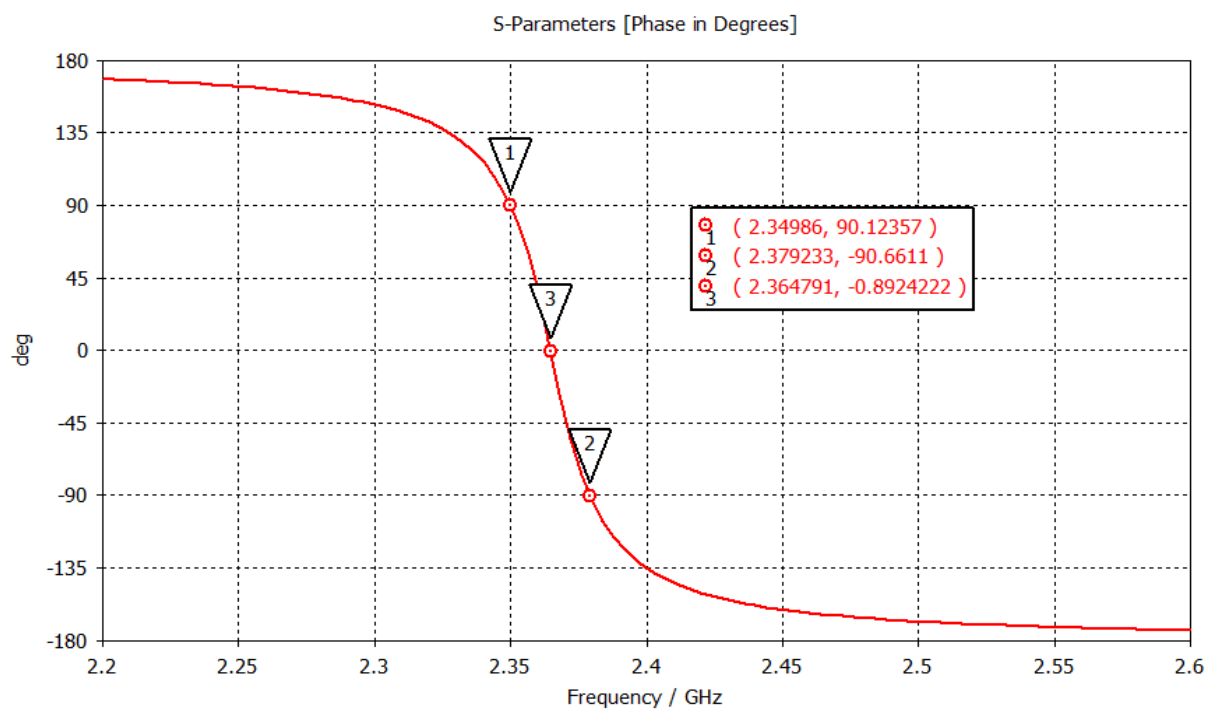


Рисунок 3.9– Фаза коефіцієнта відбиття структури

Цей АМС має робочу смугу 2.349 – 2.379 ГГц, яка є рівною 1.268%.

Дослідимо, що станеться з фазою коефіцієнта відбиття при зміні матеріалу підкладки на дешевий FR4 з dk 4.5 та трохи дорожчий за нього FR408 (рис. 3.10), товщина залишається 0.5 мм.

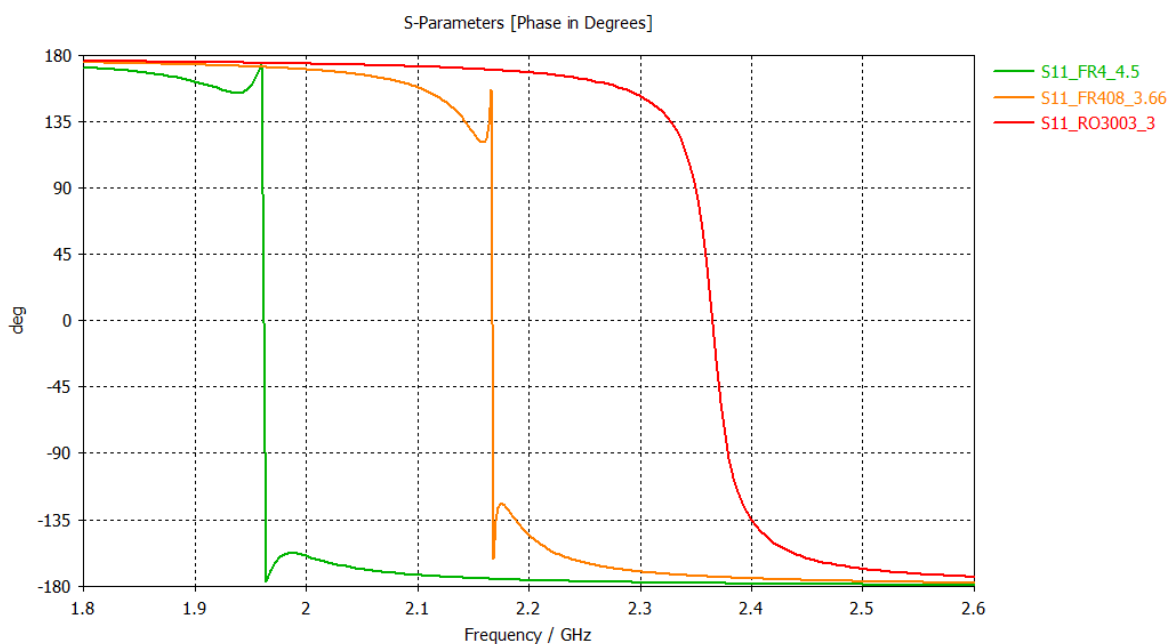


Рисунок 3.10 – Порівняння фаз коефіцієнта відбиття при різних матеріалах підкладки

Така кардинальна зміна матеріалу та dk робить неможливим використання структури як АМС, адже її робоча смуга стає рівною 0%, при цьому спостерігається зміщення центральної частоти в бік зменшення. Залежність смуги від dk показано на рисунку 3.11.

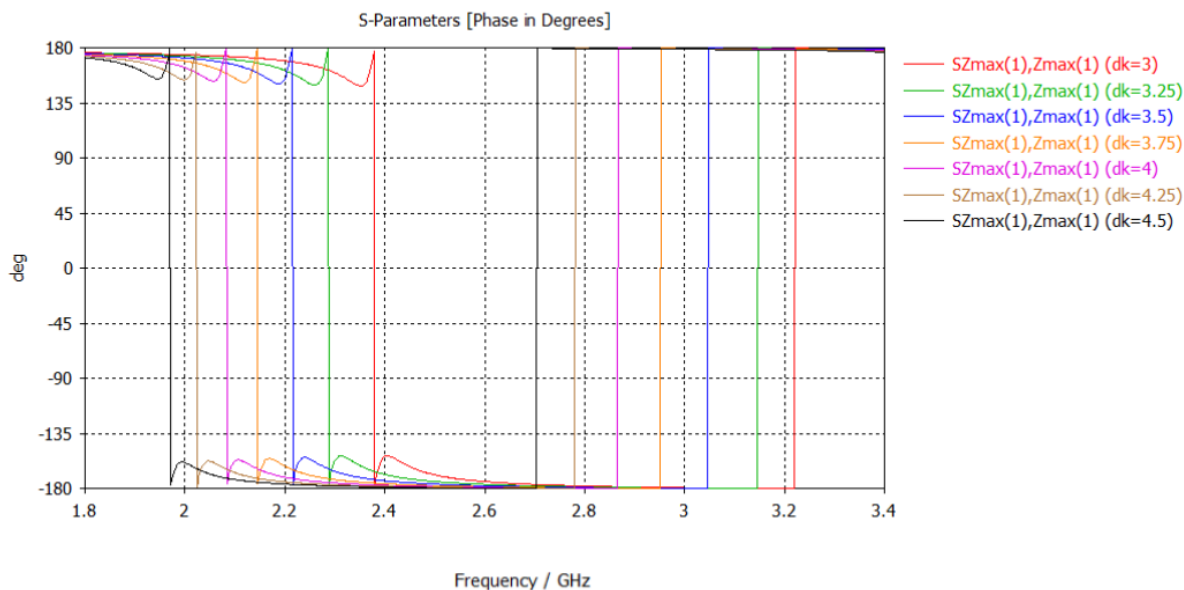


Рисунок 3.11 – Вплив dk на робочу смугу АМС

Ріст dk зміщує нульову частоту в бік зменшення, але спостерігається смуга 0% при будь-якому значенні. Це означає, що товщини 0.5 мм не достатньо при таких значеннях проникності та розмірах УС, використовуючи FR4 та FR408. Метою наступних абзаців буде дослідження впливу цих розмірів на фазу обраної АМС.

3.4 Вплив розмірів УС на фазу коефіцієнта відбиття

Для того, щоб правильно задати параметри оптимізування, потрібно дослідити вплив розмірів УС на фазу коефіцієнта відбиття. В попередньому розділі дійшли до висновку, що товщини 0.5 мм не достатньо при використанні FR4 з dk 4.5, на якому буде проводитися дослідження, та FR408 з dk 3.66, тому найпершим буде дослідження впливу доступних товщин діелектрика, а саме 0.8, 1, 1.2 та 1.6 мм, при незмінних інших розмірах. Його показано на рисунку 3.12.

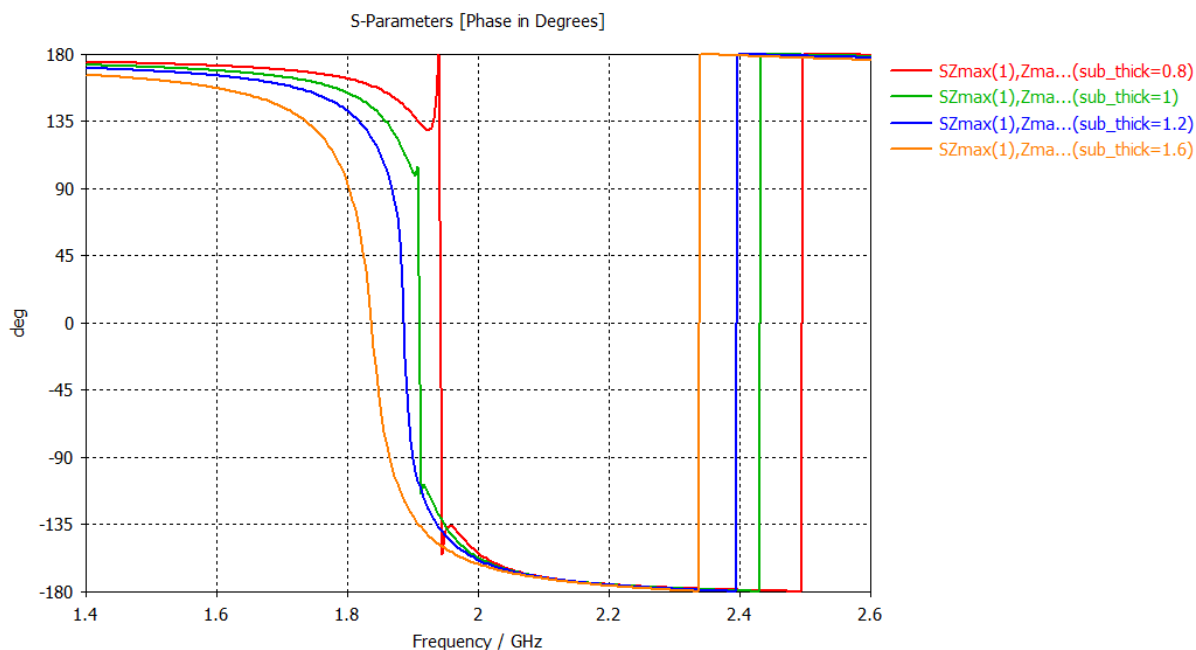


Рисунок 3.12 – Вплив товщини діелектрика
на робочу смугу АМС

При збільшенні товщини спостерігається зміщення нульової частоти в бік зменшення, при цьому збільшується й смуга $\pm 90^\circ$. При 1 мм вона все ще є близькою до 0%, при використанні товщини 1.2 мм – 1.69% з нулем на 1.886 ГГц, при 1.6 мм – 3.38% з нулем на 1.836 ГГц. Фіксуємо цей параметр на рівні 1.6 мм для дослідження наступного розміру, яким буде зазор між краями метарисунку та діелектрика, який буде змінюватися від 0 до 1 мм (рис. 3.13).

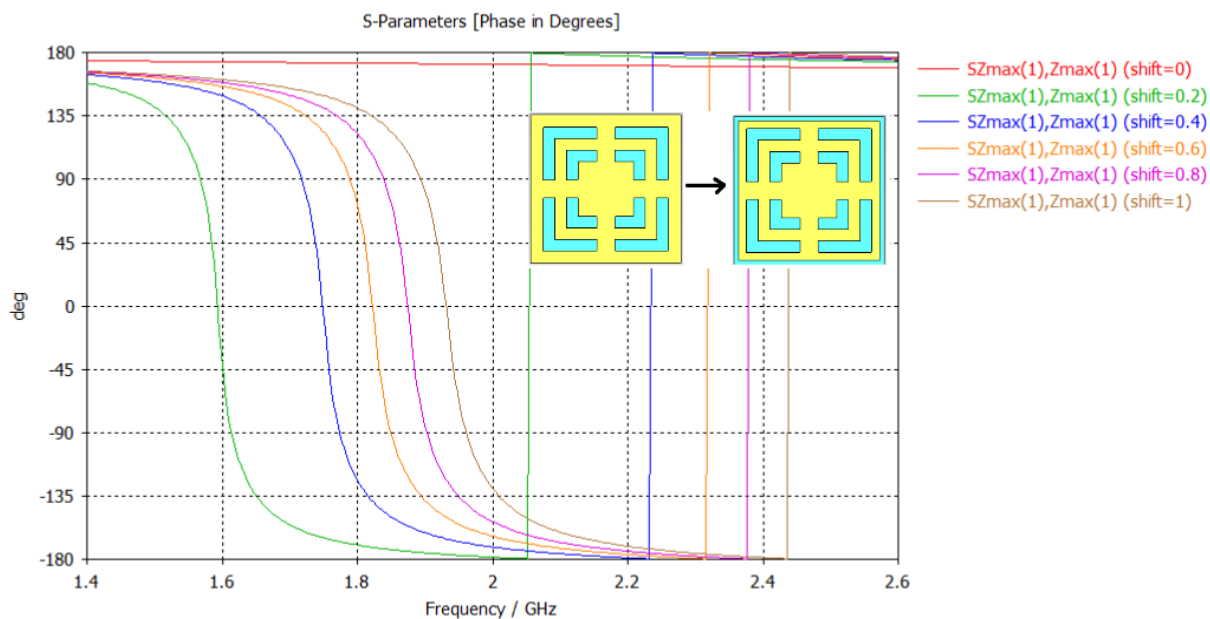


Рисунок 3.13 – Вплив зазору між УС
на робочу смугу АМС

Коли зазор відсутній, відсутній і ємнісний зв'язок між УС. В такому випадку фаза відбиття є рівною, приблизно, 180° , тобто структура поводить себе як РЕС. В інших же випадках збільшення зазору призводить до зміщення нульової частоти в бік зростання, робоча смуга збільшилася від 2.83% з нулем на 1.59 ГГц до 3.47% з нулем на 1.93 ГГц.

Зафіксуємо цей параметр на рівні 0.6 мм для подальшого дослідження товщини вирізів від 0.5 до 4 мм (рис 3.14).

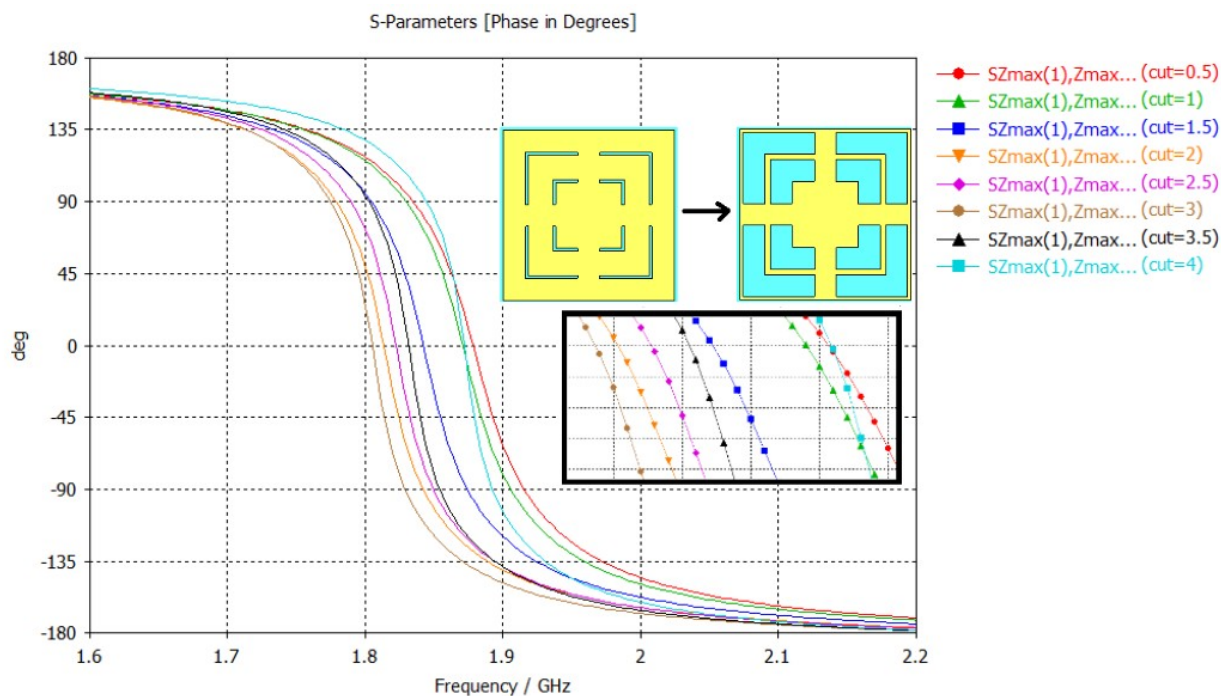


Рисунок 3.14 – Вплив товщини вирізів
на робочу смугу АМС

При збільшенні товщини вирізу спостерігається поступове звуження робочої смуги, зміщення нульової частоти, при цьому, поводить себе незакономірно. Спочатку, при збільшенні параметра, частота зменшується, в подальшому починає зростати. Тому цей параметр краще зафіксувати на певному рівні під час оптимізації. Для дослідження наступного параметра залишимо його 2.5 мм.

Зосередимося на розміщеннях великих та малих вирізів.

Через параметричне будівництво УС, прив'язане до координат, зміщення від центру до краю комірки відбувається шляхом зміни довжин вирізів. Для початку розглянемо малі вирізи (рис. 3.15).

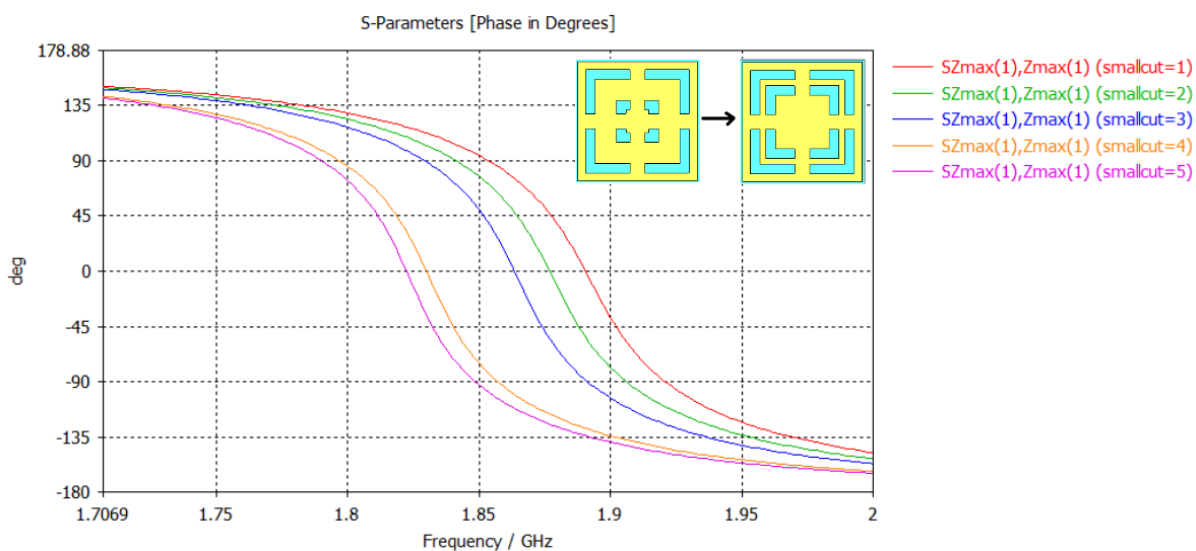


Рисунок 3.15 – Вплив зміщення до краю малих вирізів на робочу смугу АМС

При їх збільшенні та зміщенні до країв УС відбувається зменшення нульової частоти, смуга при цьому суттєво не змінилася.

Розглянемо вплив великих вирізів на рисунку 3.16.

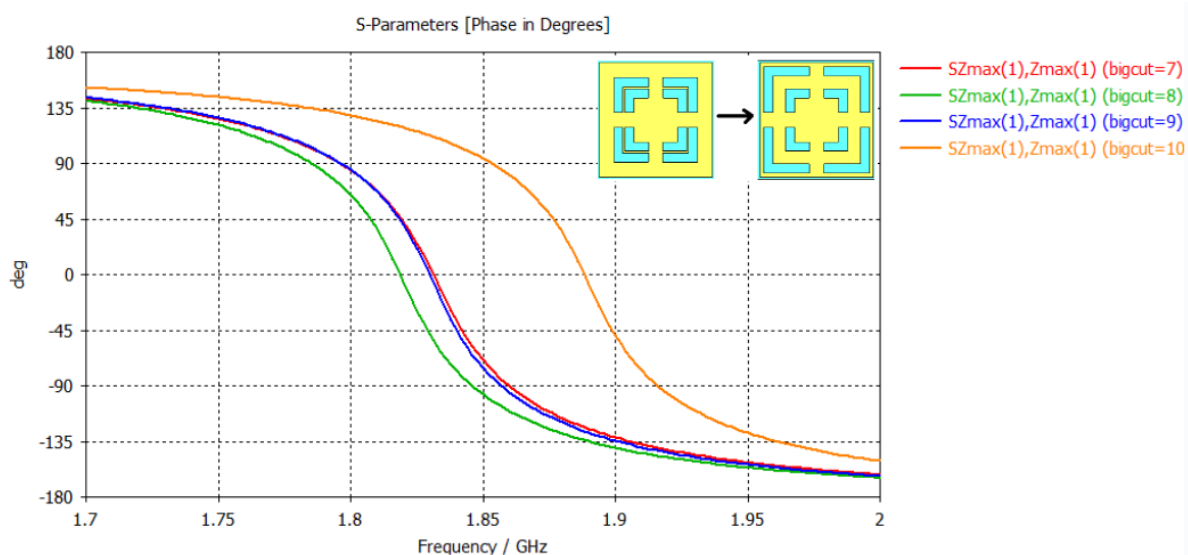


Рисунок 3.16 – Вплив зміщення до краю великих вирізів на робочу смугу АМС

Спостерігається незакономірність, адже при зміщенні до країв УС спочатку відбувається зменшення нульової частоти, а потім збільшення. Смуга, як і при дослідженні малих вирізів, змінюється несуттєво.

Тепер зафіксуємо їх розміщення та дослідимо зміну їх довжин.

Вплив довжини малих вирізів показано на рисунку 3.17.

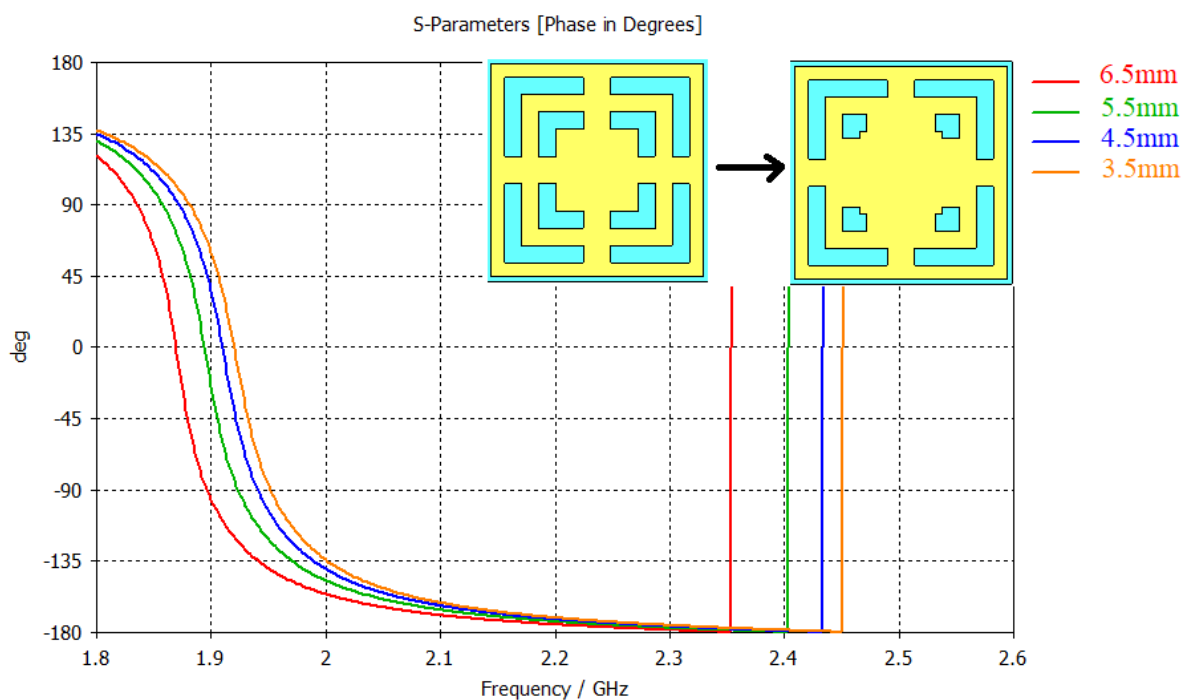


Рисунок 3.17 – Вплив довжини малих вирізів
на робочу смугу АМС

Спостерігається зміщення нульової частоти в бік зростання, ширина смуги при цьому змінилася з 3.24% на 3.68%

Вплив довжини великих вирізів показано на рисунку 3.18.

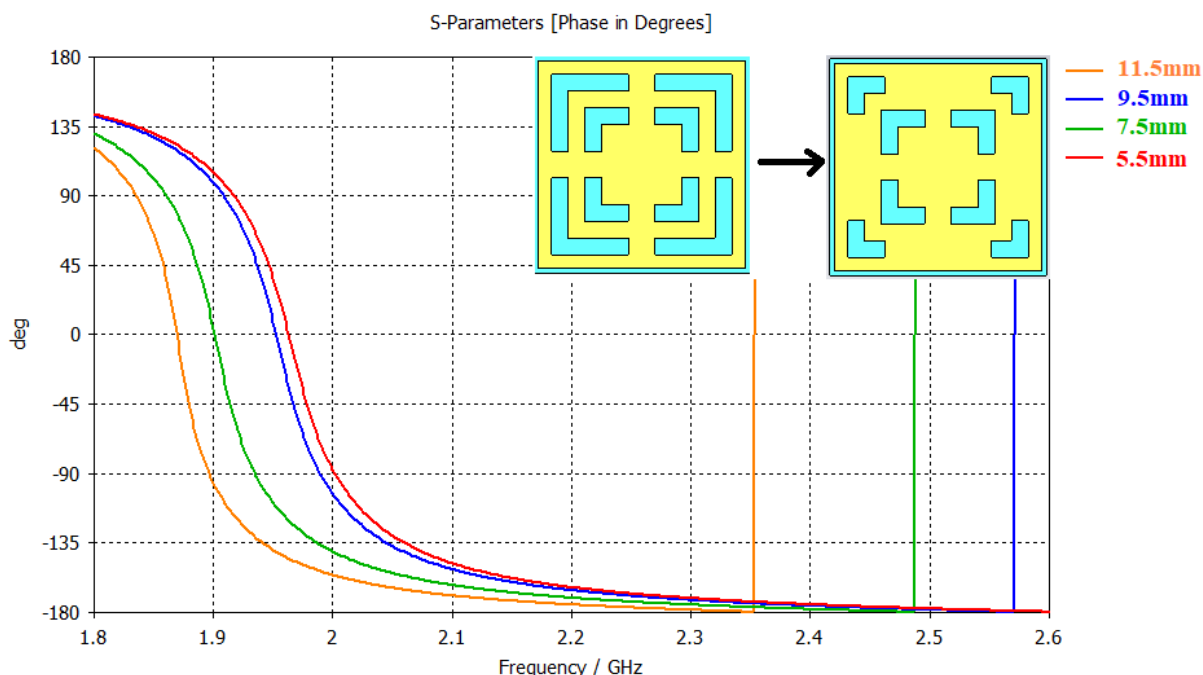


Рисунок 3.18 – Вплив довжини великих вирізів
на робочу смугу АМС

Комірка є чутливішою до змін довжини великих вирізів та поводить себе так само непередбачувано, як і під час дослідження їх зміщення, смуга майже не змінилася.

Враховуючи отримані закономірності поведінки УС при зміні її розмірів можна спланувати подальші дії оптимізації. На ширину смуги найбільше впливають зазор між УС, товщина вирізів та, особливо, товщина діелектрика, тому це будуть ключові параметри, якими досягатимуться робочі частоти LoRa. Інші параметри мають менший вплив на смугу, але від них залежить центральна частота, тому ними можливе підлаштування вручну для досягнення поставленої задачі. Варто зазначити, що отримані закономірності можуть бути використані для оптимізації структури на інші діапазони в суб-гігагерцовому регіоні, адже вони не обмежуються частотами LoRa, які були обрані для прикладу.

3.5 Оптимізація УС на частоти технології LoRa

Для переходу на частоти LoRa потрібно збільшити УС майже в 2.5 рази. Через те, що у збільшенні не приймає участь товщина підкладки, структура є непридатною для використання як АМС, адже робоча смуга стає рівною 0%. FR4 недостатньо для того, щоб зробити АМС тонким, щоб використати цей дешевий матеріал його товщина повинна бути близько 4 мм. Тому в нагоді стає раніше згаданий FR408, його характеристики дозволять досягти поставленого завдання при товщині 2 мм, що є допустимою товщиною плати.

Використаємо функцію CST “Optimizer” для того, щоб отримати модифіковані параметри комірки, які дадуть змогу досягти потрібну фазу в обраному діапазоні. Було використано алгоритм “Nelder Mead Simplex Algorithm”, адже він, на відміну від інших, не потребує обчислення інформації про градієнт, що є перевагою при збільшенні кількості змінних, яких у комірки досить багато під час побудови в програмному середовищі. Він також менше залежить від обраної початкової точки. Порівняно з іншими локальними алгоритмами обраний є краще у випадку поганої стартової точки, якщо ж вона вже близько до бажаного оптимуму, то він буде дещо гірший за конкурентів. Варто зазначити, що при оптимізації не завжди досягаються поставлені задачі, тому в подальшому будуть корисними закономірності, отримані при дослідженні впливу зміни розмірів структури.

Оптимізовану УС показано на рисунку 3.19.

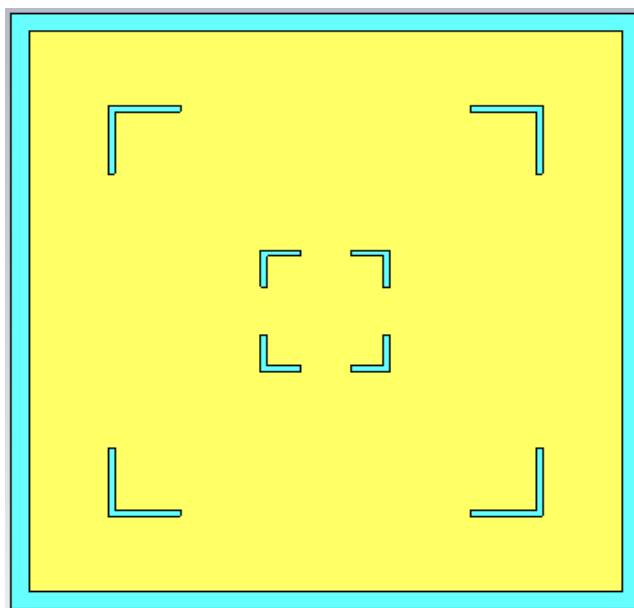


Рисунок 3.19 – Оптимізована УС

Її фазу коефіцієнта відбиття показано на рисунку 3.20.

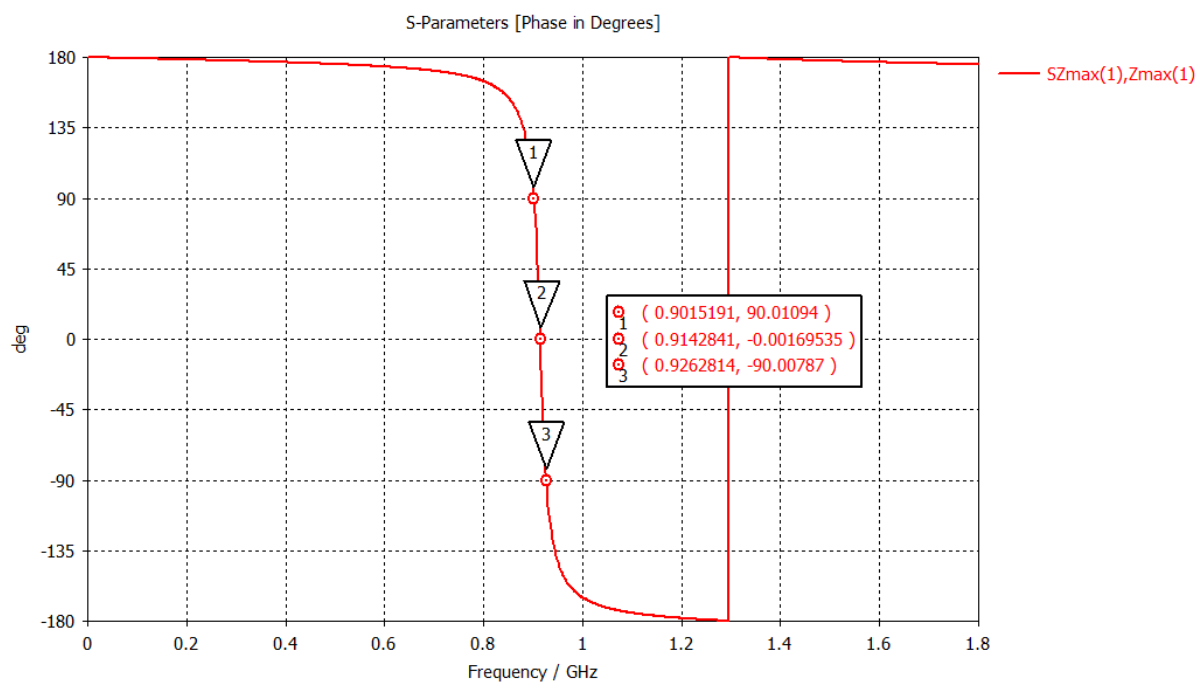


Рисунок 3.20 – Фаза коефіцієнта відбиття оптимізованої УС

Комірка $86.75 \times 86.75 \text{ мм}^2$ забезпечила робочу смугу $0.901 - 0.926 \text{ ГГц}$, що майже є потрібною метою. Над нею було проведено підлаштування вручну, вигляд нової УС показано на рисунку 3.21.

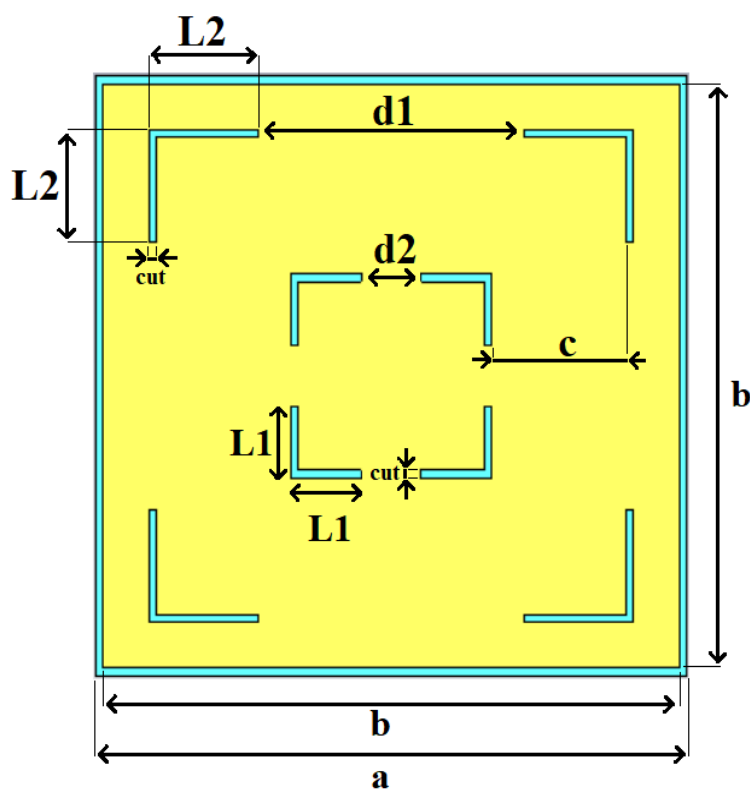


Рисунок 3.21 – Підлаштована УС

Розміри підлаштованої комірки, відповідно до параметрів рисунка 3.21, наведено в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Значення параметричних розмірів підлаштованої УС

Параметр	a	b	c	d1	d2	cut	L1	L2
Значення, мм	80	78	18.2	35.8	8	1	9.6	14.9

Її фазу коефіцієнта відбиття показано на рисунку 3.22.

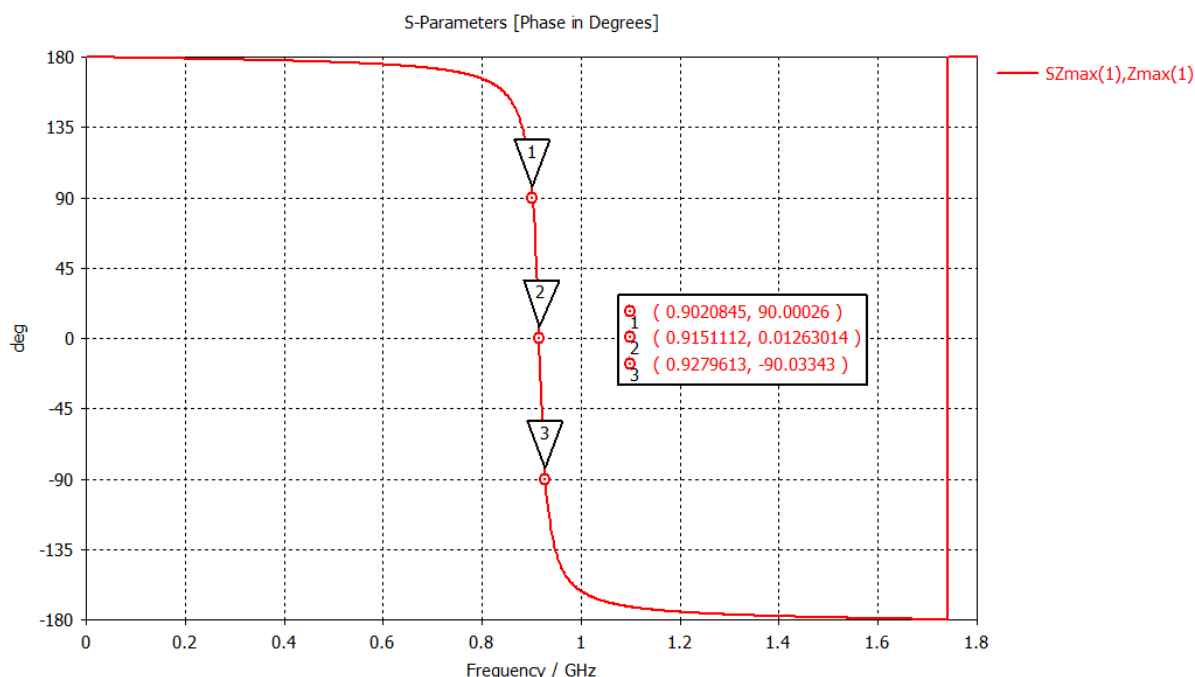


Рисунок 3.22 – Фаза коефіцієнта відбиття підлаштованої УС

Комірка $80 \times 80 \text{ мм}^2$ забезпечила робочу смугу $0.902 - 0.928 \text{ ГГц}$, що і є ціллю роботи. Товщина 2 мм в довжинах хвиль є рівною 0.006 на частоті 0.915 ГГц , що, в порівнянні з таблицею 2.7, досить чудовий результат. Можна досягти результату в 1 мм , або 0.003 в довжинах хвиль, з RO3003, але це не виправдано з точки зору ціни, адже цей матеріал є суттєво дорожчим.

3.6 Антена над АМС рефлектором

Оскільки предметом дослідження є саме метаповерхня АМС, тому не дуже суттєво з якою антеною вона буде досліджуватися. Для цієї задачі підійде та, яка була використана з обраною структурою в статті [9], тобто диполь, але оптимізований для роботи в діапазоні LoRa. Його вигляд показано на рисунку 3.23.

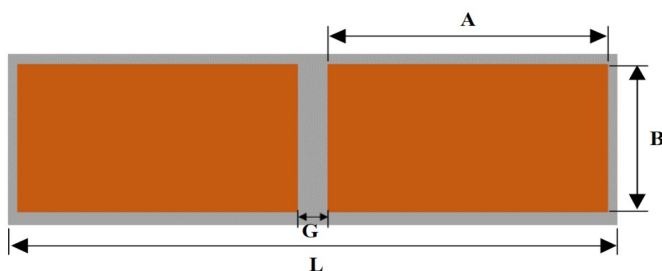


Рисунок 3.23 – Антена статті [9]

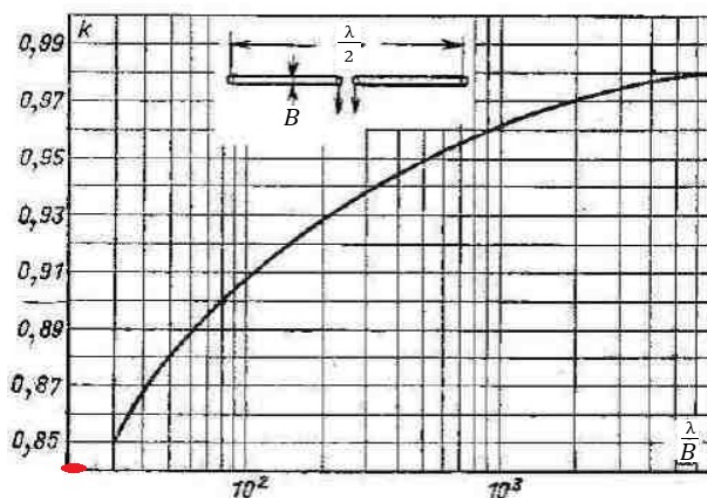
Автор використав дорогий RO3003, тому цей матеріал було замінено на дешевий FR4 з dk 4.5.

Для початку перерахуємо розміри антени для роботи на частоті 0.915 ГГц, для цього використаємо формулу:

$$F = \frac{K \times \lambda}{2}$$

де λ – довжина хвилі, F – довжина диполя, яка в даному випадку є рівною $2A+G$ (рис. 3.23), K – коефіцієнт укорочення.

Коефіцієнт укорочення K на частоті 0.915 ГГц є рівним 0.84 (рис. 3.24), адже він залежить від відношення довжини хвилі λ до ширини диполя B , яке рівне 20.5.

Рисунок 3.24 – графік Ротгаммеля для визначення K

Розміри перерахованої антени занесено в таблицю 3.2.

Таблиця 3.2 – Значення параметричних розмірів перерахованого диполя

Параметр	A	B	G	L
Значення, мм	66.8	16	4.4	140

Її електродинамічну модель, створену в CST, показано на рисунку 3.25.

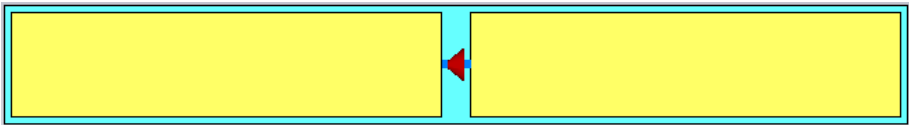


Рисунок 3.25 – Диполь 0.915 ГГц

Її коефіцієнт відбиття показано на рисунку 3.26.

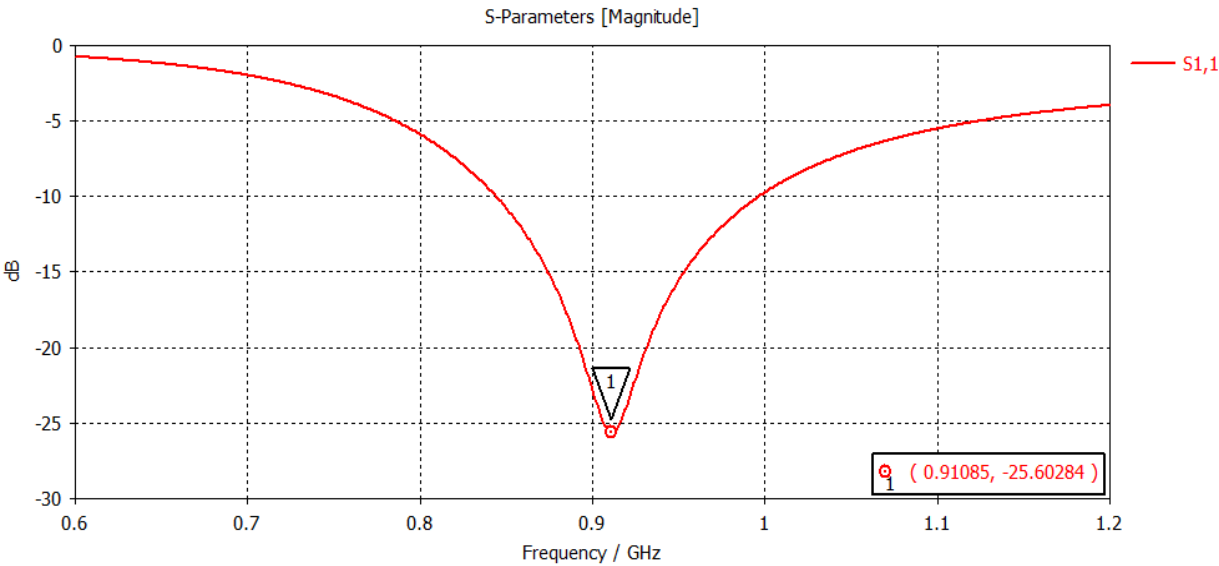


Рисунок 3.26 – Коефіцієнт відбиття диполя

Антенa має узгодження -25.6 дБ на частоті 0.911 ГГц, що є невеликим відхиленням від потрібної частоти. Це не є критично, адже отриманий резонанс входить в потрібний діапазон LoRa і повністю його охоплює за рівнем -10 дБ.

3D діаграма направленості показана на рисунку 3.27.

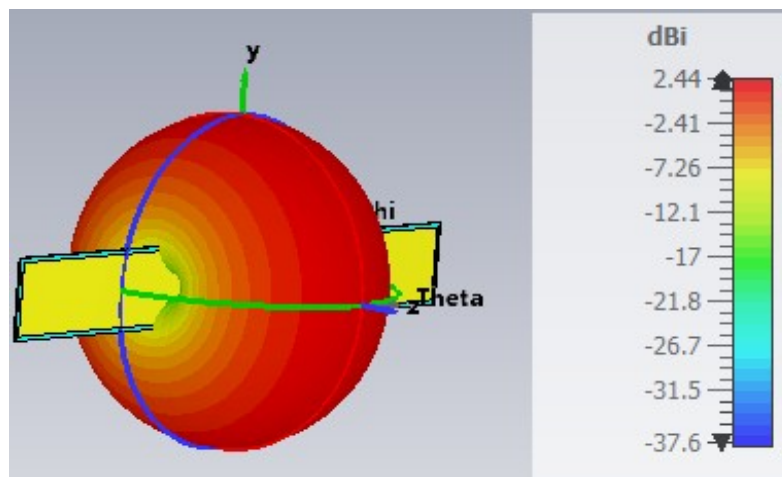


Рисунок 3.27 – 3D діаграма направленості диполя

Діаграма направленості має колоподібну форму, тобто випромінювання рівномірне у всіх напрямках, перпендикулярних осі диполя. Направленість антени є рівною 2.44 дБі, підсилення, в даному випадку, є еквівалентне направленості.

Для початку розмістимо диполь на різних відстанях над АМС рефлектором, який складається з масиву комірок 3×3 , адже, зазвичай, саме цей розмір використовують як стартовий, та дослідимо вплив зазору між ними на роботу антени (рис 3.28).

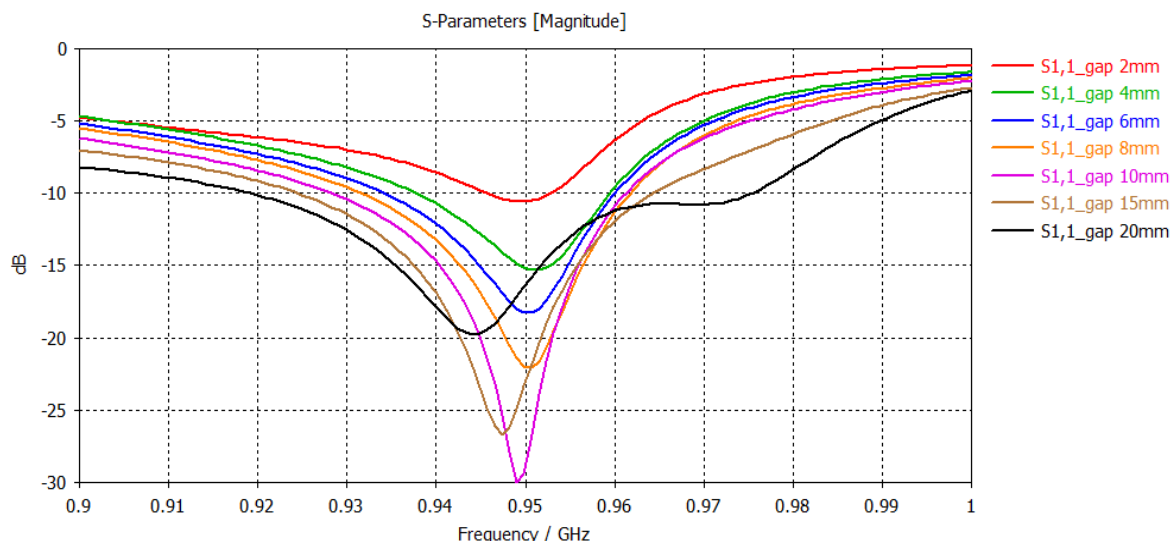


Рисунок 3.28 – Вплив відстані між антеною та AMC рефлектором

Рефлектор 3x3 покращує узгодження антени майже на 5 дБ при відстані 10 мм між ними, що є рівною 0.03 в довжинах хвиль, в інших випадках узгодження, в основному, стає гіршим. Спостерігається зміщення резонансної частоти антени, схожий вплив рефлектора спостерігався і в статті [9]. Тому для того, щоб фінальна конструкція антени працювала в діапазоні LoRa, без AMC вона повинна резонувати на іншій частоті.

3D діаграма направленості антени з рефлектором 3x3 показана на рисунку 3.29.

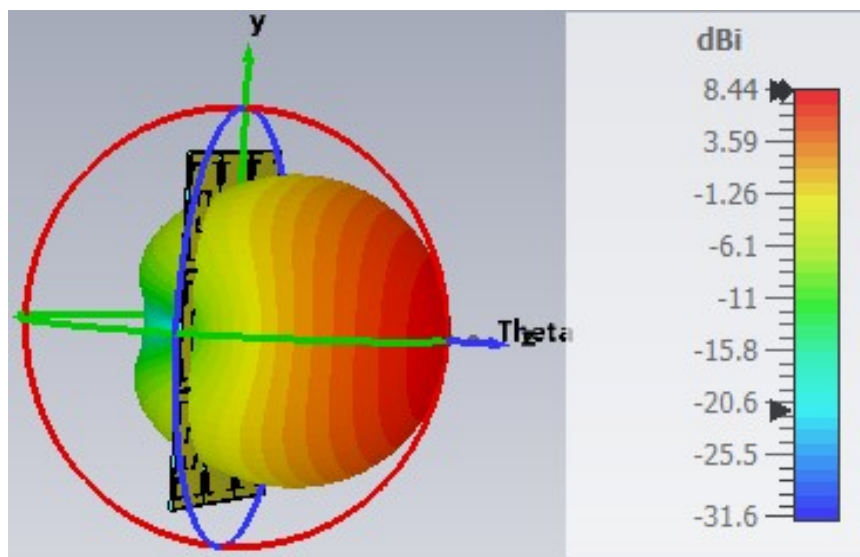


Рисунок 3.29 – 3D діаграма направленості антени
з рефлектором 3x3

Вона має максимальне випромінювання у півсфері над рефлектором, направленість антени є рівною 8.44 дБі, що на 6 дБ більше, чим у антени без АМС. Підсилення антени є менше за направленість на 1 дБ через втрати в метаматеріалі.

Важливим є залежність резонансу та підсилення антени від кількості комірок в масиві. Оскільки пристрої та плати не є завжди симетричними, варто розглянути не тільки симетричні рефлектори, такі як 2x2 (рис.3.30, а), 3x3(рис.3.30, б), 4x4 (рис.3.30, в) та 5x5 (рис.3.30, г), а й розміри, при яких кількість комірок по X координаті не є рівною кількості по Y.

Для початку розглянемо симетричні рефлектори, їх вигляд в парі з антеною на відстані 10 мм показано на рисунку 3.30.

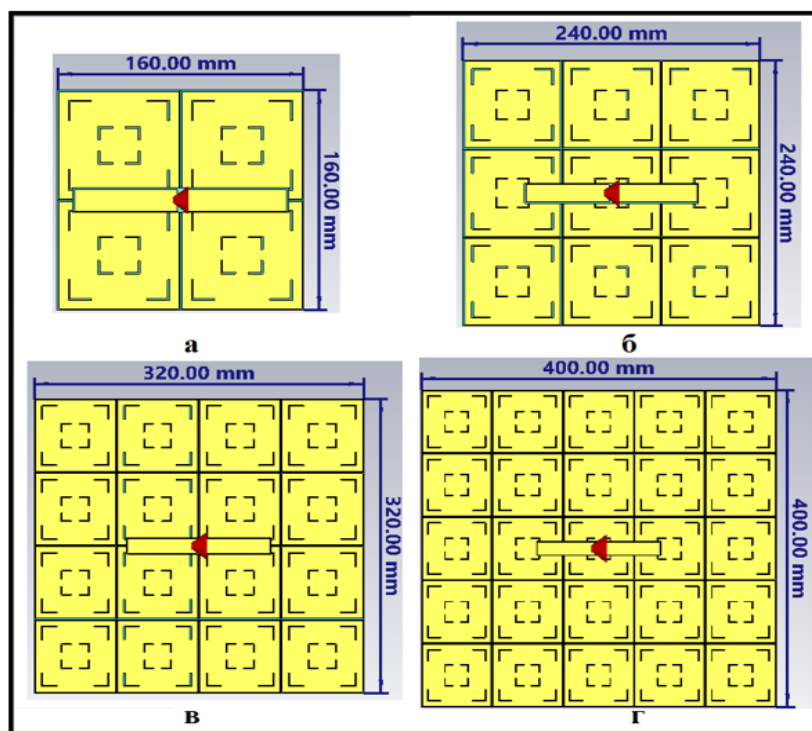


Рисунок 3.30 – Симетричні рефлектори

Вплив розміру симетричних рефлекторів на характеристики антени при відстані 10 мм показано в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Вплив розміру симетричного рефлектора на характеристики антени

Розмір	Резонансна частота, ГГц	S11 в резонансі, дБ	Підсилення, дБ	Рівень задньої пелюстки, дБ
Антенa без АМС	0.911	–25.6	2.44	2.44
2x2	0.953 та 0.995	–15.9 та –16.4	6.12	–13.9
3x3	0.949	–30	7	–16.1
4x4	0.961	–40	7.97	–21.8
5x5	0.963	–20	8.12	–25.8

Видно, що зі збільшенням рефлектора покращується підсилення антени, але в подальшому крок покращення стає меншим, тому не доцільно використовувати дуже великий розмір. Рівень задніх пелюсток, навпаки, суттєво зменшується, що означає покращення екранування умовної основної плати пристрою від антени.

Коефіцієнт відбиття антени при таких конструкціях показано на рисунку 3.31.

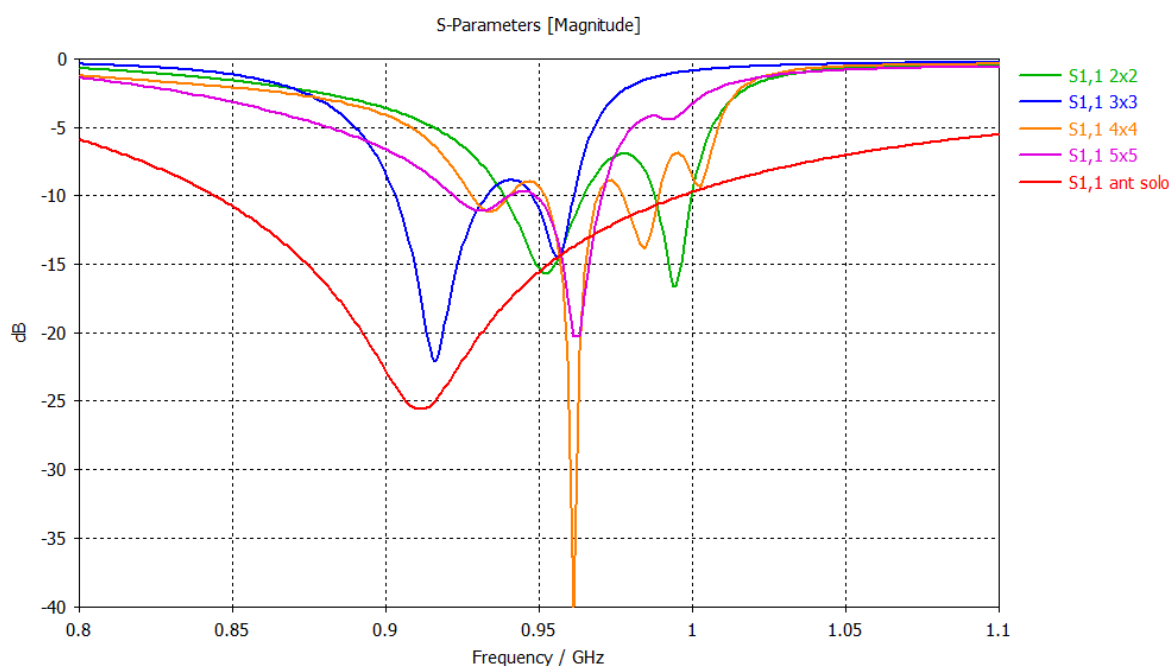


Рисунок 3.31 – Коефіцієнт відбиття антени
з симетричними рефлекторами

Видно, що антена має гарне узгодження -20 дБ на різних частотах в залежності від розміру АМС. Недостатнім є рефлектор 2×2 , оскільки він погіршує S_{11} до рівня -16 дБ, хоча в застосунках, де цього буде достатньо, він може непогано використовуватися на 0.953 та 0.995 ГГц. На жаль, ні одна з конфігурацій не дозволяє антені працювати в діапазоні LoRa, хоча рефлектор 3×3 має непогані перспективи для цього.

Тепер варто приділити увагу асиметричним рефлекторам, таким як 2х1 (рис.3.32, а), 2х3 (рис.3.32, б), 2х4 (рис.3.32, в), 3х1 (рис.3.32, г), 3х2 (рис.3.32, ґ) та 4х2 (рис.3.32, д).

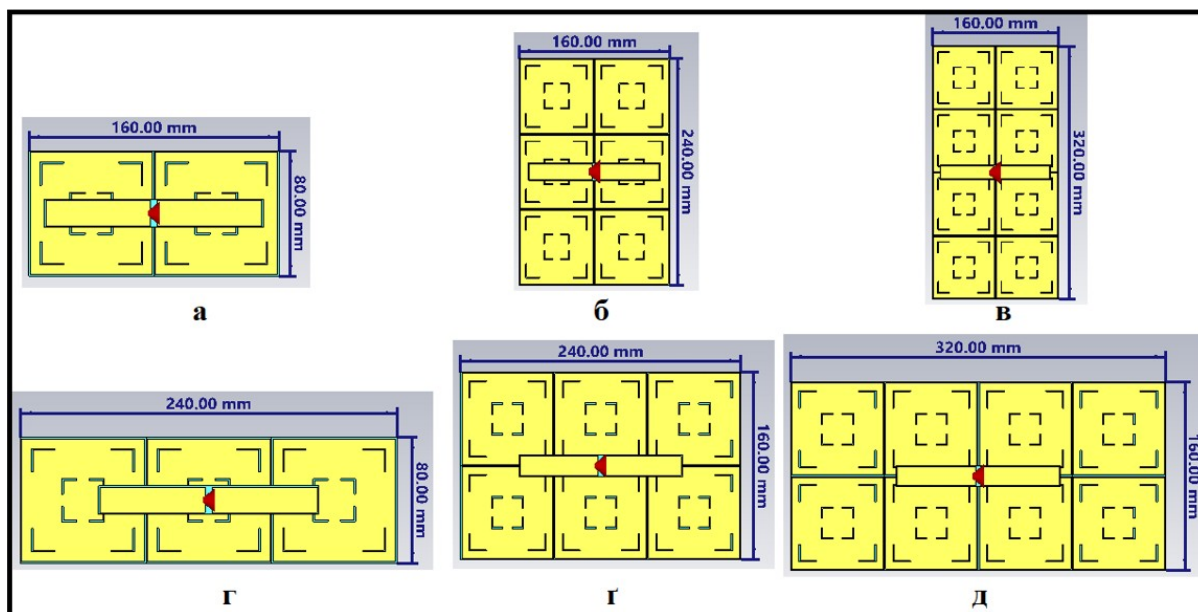


Рисунок 3.32 – Асиметричні рефлектори

Вплив розміру асиметричних рефлекторів на характеристики антени при відстані 10 мм показано в таблиці 3.4.

Таблиця 3.3 – Вплив розміру симетричного рефлектора на характеристики антени

Розмір	Резонансна частота, ГГц	S11, дБ	Підсилення, дБ	Рівень задньої пелюстки, дБ
Антен а без АМС	0.911	-25.6	2.44	2.44
2х1	0.960	-6.7	5.27	-11.33
2х3	0.951	-28.4	6.63	-8.46

Кінець таблиці 3.3

2x4	0.976 та 0.992	-20.4 та -20.4	7.24	-7.24
3x1	0.918	-6.1	5.19	-4.29
3x2	0.980	-12.1	6.46	-10.2
4x2	0.943 та 1.001	-34.4 та -19.8	6.71	-8

Видно, що покращення підсилення суттєво залежить від збільшення розмірів в обох площинах, адже перехід від 2x1 до 3x1 вплинув на нього негативно, також погіршилося узгодження. Але навіть при використанні асиметричних розмірів можна досягти гарних результатів на певних частотах. Рівень задніх пелюсток суттєво зменшується у порівнянні з рівнем антени без рефлектора, при переході до розмірів 2x4 та 4x2 спостерігається невелике погіршення. Коли розмір більше по координаті X – діаграма ширше в площині H, коли по Y – в площині E (рис. 3.33). Це також потрібно враховувати при виборі розміру в залежності від застосунку.

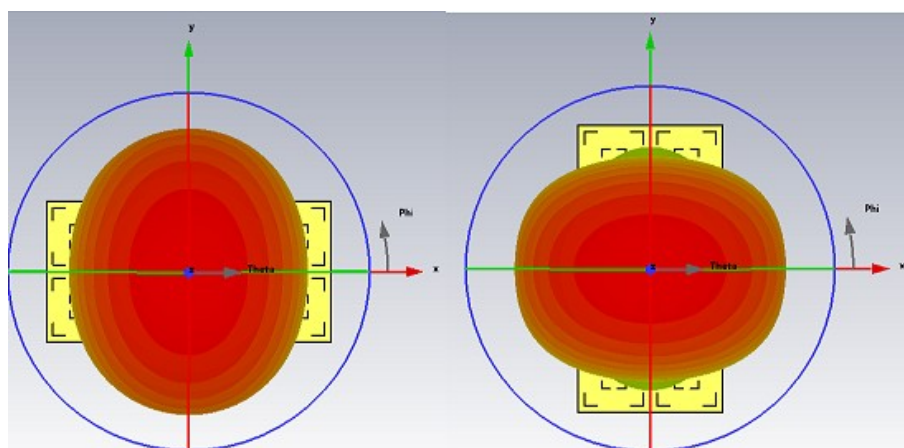


Рисунок 3.33 – Порівняння діаграм направленості антени з рефлекторами 4x2 та 2x4

Коефіцієнт відбиття антени при таких конструкціях показано на рисунку 3.34.

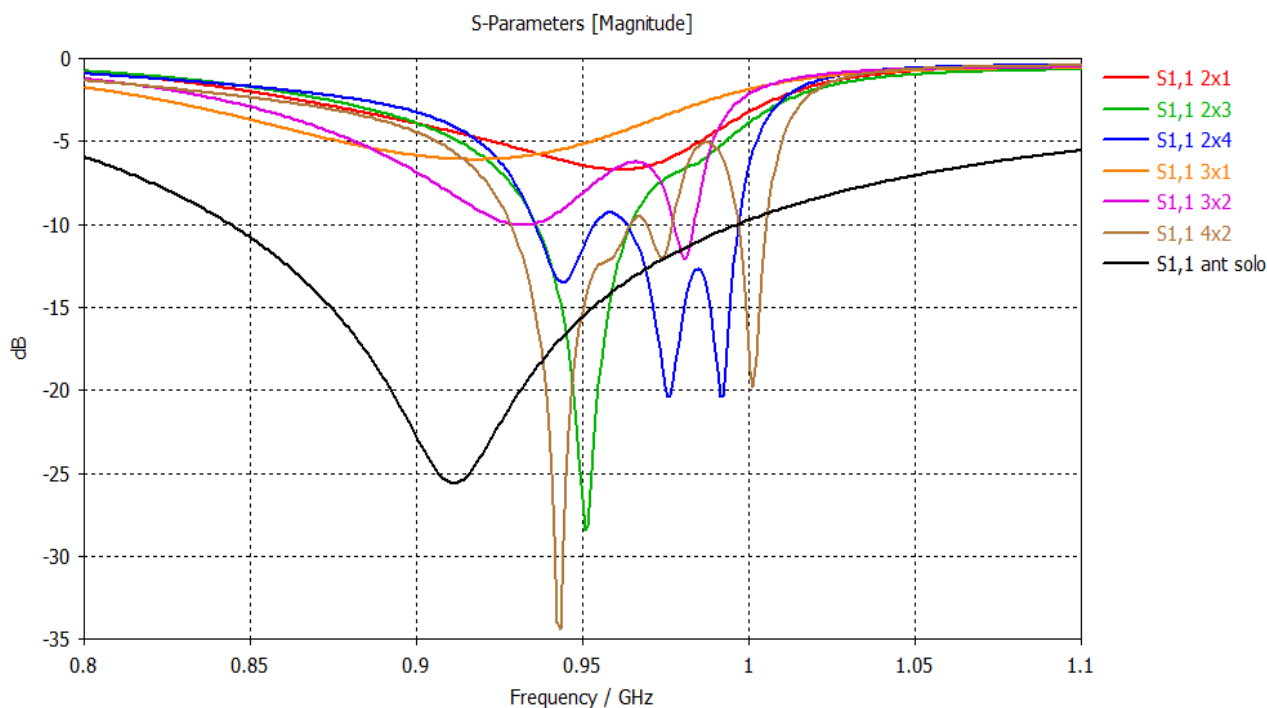


Рисунок 3.34 – Коефіцієнт відбиття антени
з асиметричними рефлекторами

Як і у випадку з симетричними рефлекторами, асиметричні забезпечують нормальне узгодження -20 дБ на різних частотах в залежності від розміру. Недостатніми є рефлектори 3×1 та 3×2 , адже вони досить суттєво погіршують коефіцієнт відбиття при такій конфігурації антени.

Після цього дослідження стає зрозуміло, що резонансну частоту можна регулювати не тільки розмірами антени та відстанню між рефлектором, а й за допомогою кількості комірок.

Спроекувати антену для діапазону LoRa не вдалося і при таких конструкціях. Причиною цьому є те, що, як було сказано раніше, АМС зміщує резонанс антени. Також ключову роль відіграє й відстань між структурою та

диполем, яку, разом з розмірами антени, від яких залежить її резонанс, потрібно підлаштовувати для конкретно обраного розміру рефлектора.

Для того, щоб отримати рішення в діапазоні LoRa, потрібно виконати таку послідовність дій:

- 1) Обрати розмір рефлектора;
- 2) Розмістити над ним раніше створений диполь 0.911 ГГц;
- 3) За допомогою функції CST “Optimizer” підлаштувати розміри антени та відстань між нею та АМС так, щоб вона мала коефіцієнт відбиття рівний або менше -20 дБ на частоті 0.915 ГГц.

Варто зазначити, що раніше згаданий алгоритм “Nelder Mead Simplex Algorithm”, який має перевагу при великій кількості змінних, може бути досить часозатратним для досягнення конкретно поставлених задач, тому оптимізація буде вважатися успішною при отриманні узгодження менше -20 дБ на одній з частот діапазону 0.902 – 0.928 ГГц.

Оберемо розмір 3×3 , адже він буде оптимальним, враховуючи попереднє дослідження його впливу на антену, а також з точки зору габаритів та ціни його виготовлення. Провівши оптимізацію отримано диполь (рис. 3.35, а), який без рефлектора резонує на 1.042 ГГц з -45 дБ коефіцієнтом відбиття. На відстані 3.84 мм, або 0.012 в довжинах хвиль, над АМС рефлектором 3×3 (рис. 3.35, б) S_{11} антени стає рівним -22.1 дБ на 0.915 ГГц.

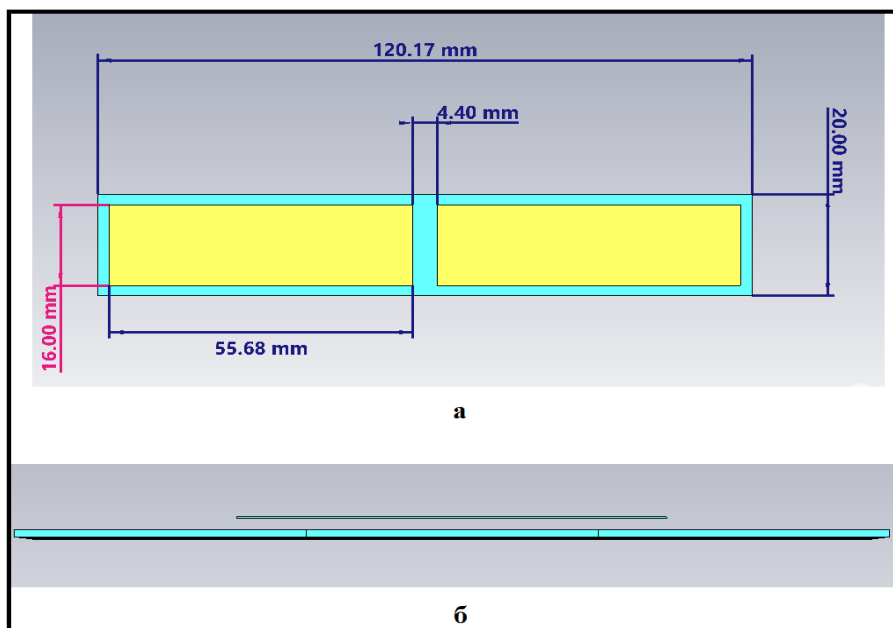


Рисунок 3.35 – Оптимізований диполь над
АМС рефлексором 3х3

1D діаграма направленості антени на резонансній частоті 0.915 ГГц
показана на рисунку 3.36.

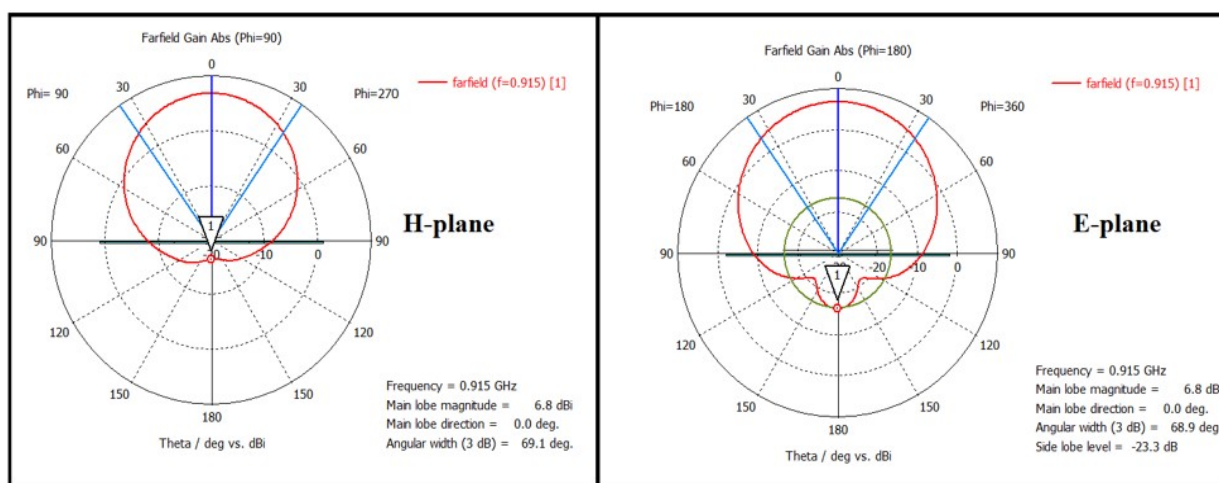


Рисунок 3.36 – 1D діаграма направленості антени
на 0.915 ГГц

Підсилення антени на резонансній частоті є рівним 6.8 дБ, рівень задньої пелюстки — -16.5 дБ.

1D діаграма направленості антени за межею робочої смуги частот на 1.1 ГГц, де АМС вже не працює, показано на рисунку 3.37

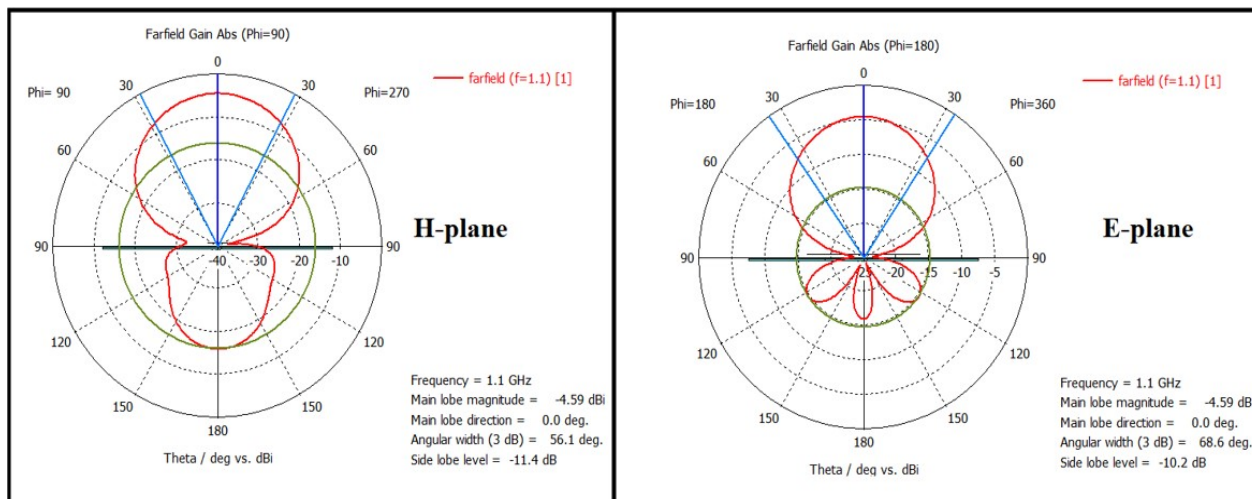


Рисунок 3.37 – 1D діаграма направленості антени на 1.1 ГГц

Спостерігається поява паразитних променів, які не присутні у межах робочої смуги, підсилення антени стає рівним -4.6 дБ, що означає суттєві втрати енергії. Ефективність антени стає нульовою.

Перевіримо що буде з антеною, якщо АМС замінити на РЕС такого ж розміру та розмістити на відстані 3.84 мм. Її вигляд показано на рисунку 3.38. Також було досліджено вплив РЕС на відстані чверті хвилі, що є рівною 82 мм.

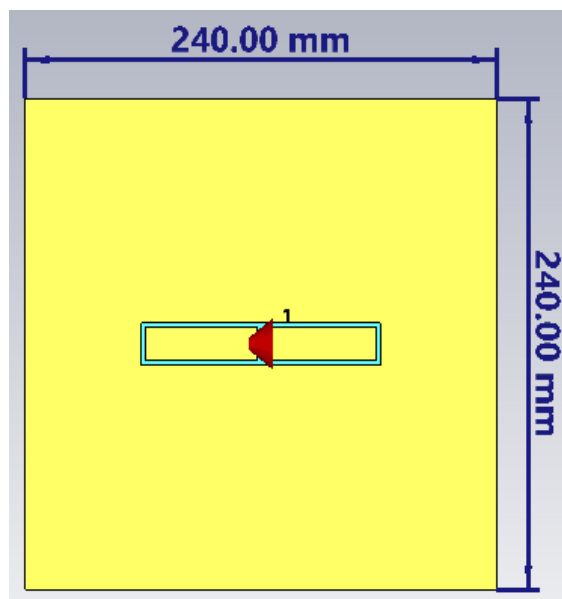


Рисунок 3.38 – Оптимізований диполь
над РЕС

Графік з порівнянням S11 при різних конфігураціях показано на рисунку 3.39.

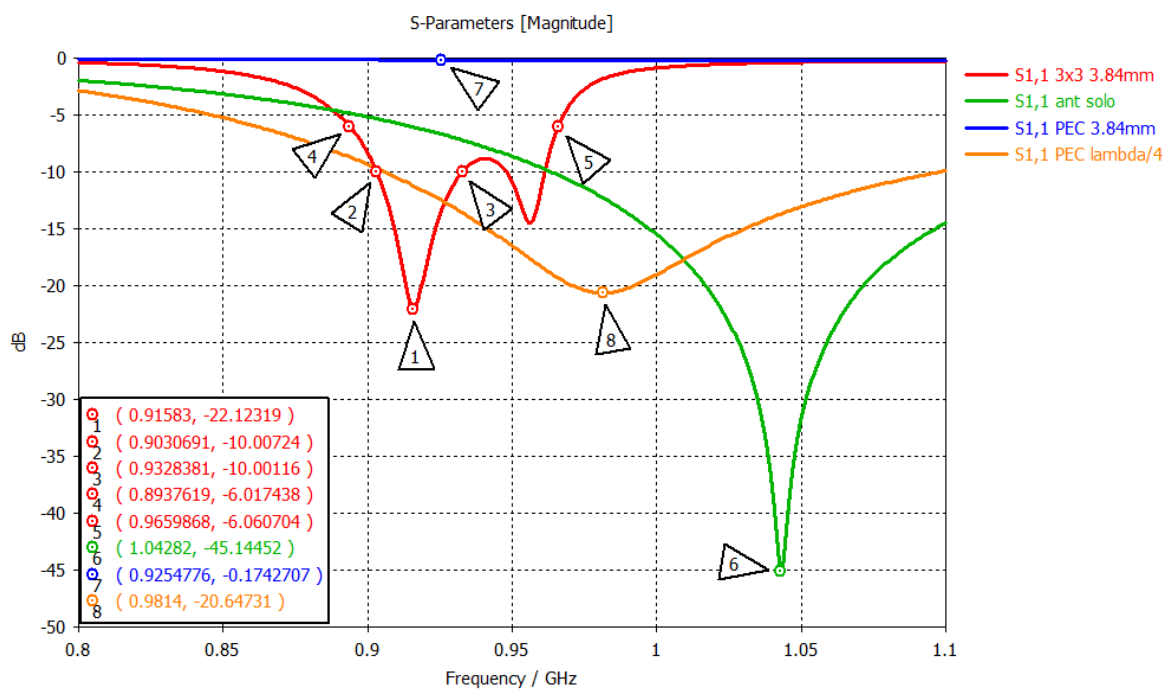


Рисунок 3.39 – S11 антени при
різних конфігураціях

Видно, що PEC на такій малій відстані до антени робить неможливим її використання. Якщо відстань збільшити до розміру чверті хвилі — метал починає впливати так само, як і АМС, адже робоча частота зміщується, узгодження, хоч і погіршується, залишається досить чудовим, підсилення стає рівним 7.61 дБ, рівень задньої пелюстки зменшується до -6 дБ. При цьому використання АМС допомагає досягти компактності, адже сумарна товщина системи є рівною 0.019 довжин хвиль, та забезпечує смугу пропускання антени по рівню -10 дБ від 0.903 до 0.932 ГГц, охопивши 96% діапазону LoRa, , по рівню -6 дБ, чого може бути достатньо в багатьох малопотужних системах IoT, охоплює весь обраний діапазон, та, навіть, більше, смуга є рівною 269.2 % з центральною частотою 0.915 ГГц.

Варто зазначити, що використання АМС рефлектора не обмежується тільки диполем. Застосувавши раніше прописаний алгоритм дій та оптимізації можна з легкістю проектувати рішення для інших антен, розмірів рефлектора та частот ультракороткого регіону.

Дуже часто пристрої не є симетричними, тому, щоб показати, що раніше згаданий алгоритм працює, оптимізуємо антену для роботи над АМС рефлектором 3x1. Узгодження антени після оптимізації показано на рисунку 3.40. Відстань між нею та метаповерхнею — 3.58 мм.

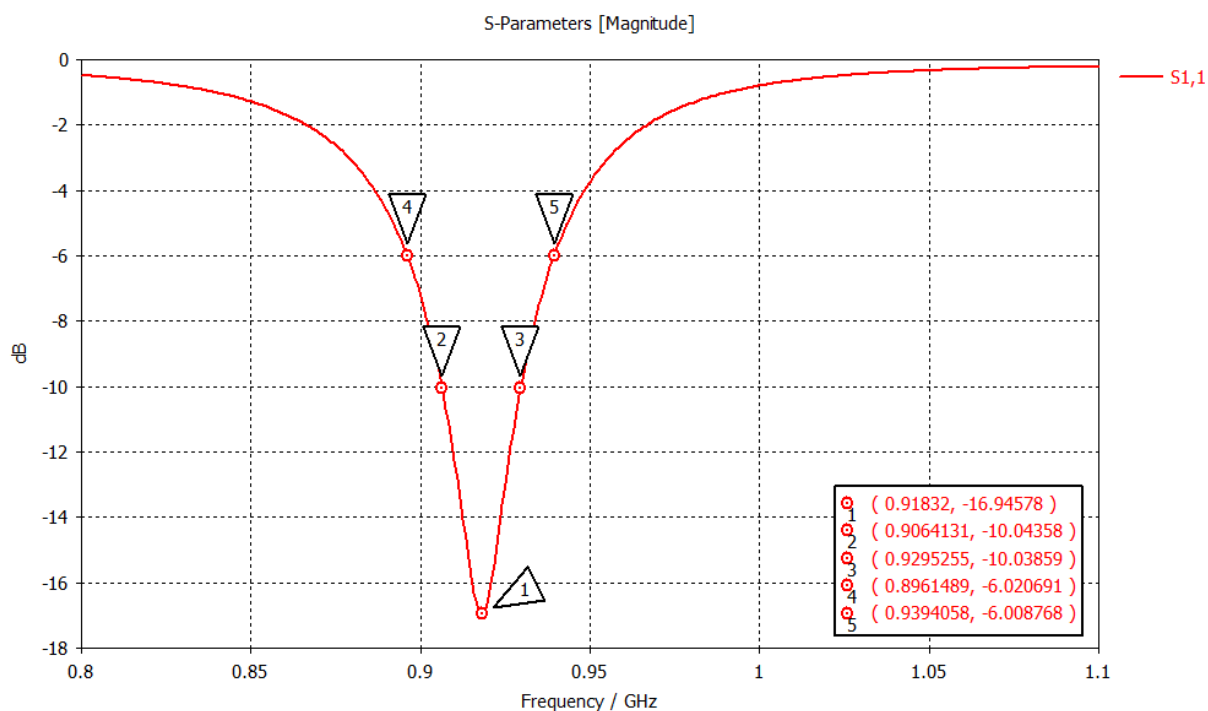


Рисунок 3.40 – S₁₁ антени з рефлектором 3x3

Такого розміру не достатньо, щоб забезпечити узгодження -20 дБ, але для багатьох застосувань -17 дБ буде достатньо. Смуга по рівню -10 дБ охоплює 85% обраного діапазону, по рівню -6 дБ — весь обраний діапазон та частину сусідніх, смуга є рівною 126.9 % з центральною частотою 0.918 ГГц. Підсилення антени 4.8 дБ, тобто відбулося покращення на 2.4 дБ порівняно з антеною без АМС, рівень задньої пелюстки є рівним -4.1 дБ.

ВИСНОВКИ

1. За результатами зробленого огляду для використання в якості рефлектора антени ультракороткого діапазону частот було обрано комірку метаповерхні, що представлена у статті [9]. Дана метаповерхня має товщину 0.003 в довжинах хвиль, що буде відповідати приблизно 1 мм в ультракороткому діапазоні частот. При цьому очікується робоча смуга частот 1.27%.
2. Враховуючі критерії компактності та оптимальності ціни визначено матеріал і товщину підкладки метаматеріалу. Зокрема, для покриття діапазону LoRa 0.902 – 0.928 ГГц, товщина складає 2 мм для матеріалу FR408.
3. За допомогою оптимізації розробленої у програмному середовищі CST Studio Suite електродинамічної моделі встановлено оптимальні параметри метаматеріалу, які забезпечують робочу смугу частот 0.902 – 0.928 ГГц для умови, що фаза коефіцієнта відбиття знаходиться в межах -90 до $+90$ градусів.
4. Встановлено, що при проектуванні компактної антени з АМС в якості рефлектора, необхідно проводити оптимізацію параметрів антени із встановленим рефлектором.
5. Дослідивши вплив розміру рефлектора АМС на характеристики дипольної антени було обрано розмір 3×3 для проектування компактної антени ультракороткого діапазону частот на основі метаматеріалів.
6. Спроектований диполь на основі штучного магнітного провідника розташований на відстані 3.84 мм, або 0.012 в довжинах хвиль, за рахунок чого виконується умова компактності. Він має хороше узгодження, охопивши 96% визначеного діапазону частот по рівню коефіцієнта відбиття -10 дБ. По рівню коефіцієнта відбиття -6 дБ смуга частот складає 269.2%. Підсилення антени покращилось на більше ніж 4 дБ, рівень задніх пелюсток суттєво зменшується до рівня -16 дБ. Для того, щоб досягти схожих результатів зі звичайним РЕС рефлектором, диполь повинен бути розташований на відстані 82 мм, що є рівною чверті хвилі.

7. За умови зменшення робочого діапазону частот (до 126.9% по рівню коефіцієнта відбиття -6 дБ) можливо зменшити загальний розмір антенної системи до 240 на 80 мм, використавши 3 лінійно розташовані комірки метаповерхні.

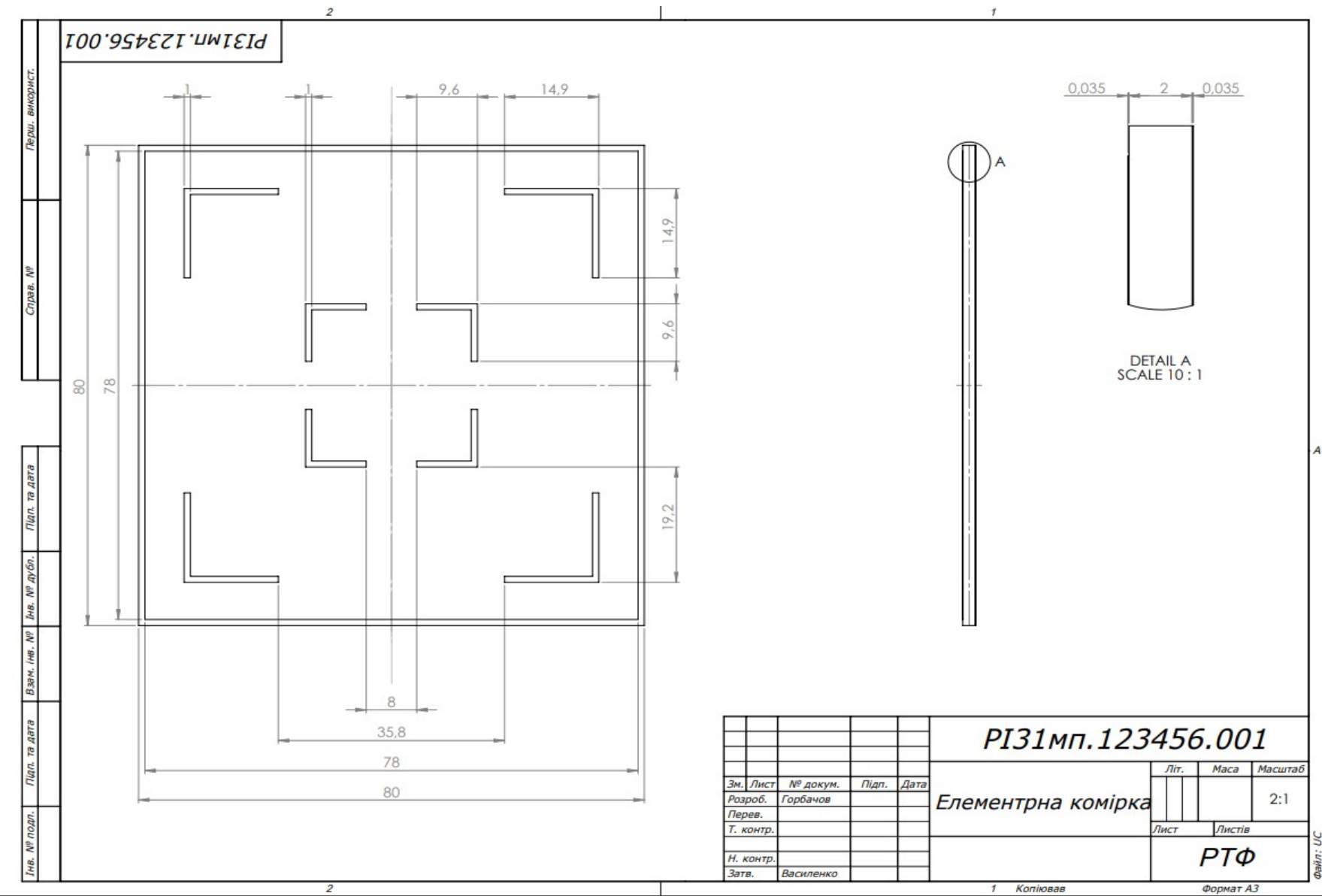
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. LoRa [Електронний ресурс] / Режим доступу до ресурсу:
<https://uk.wikipedia.org/wiki/LoRa>.
2. Antenna Performance Enhancement using AMC Structure for 5G Frequency Range / Bahari Norfatihah et. al. // Journal of Advanced Research in Applied Sciences and Engineering Technology 29, Issue 3 (2023) 97-104. – 2023.
3. Controlling Graphene Sheet Resistance for Broadband Printable and Flexible Artificial Magnetic Conductor-Based Microwave Radar Absorber Applications. / Yixian Fang et. al. // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 69, NO. 12,. – 2021.
4. Control of Gain and SAR for Wearable Antenna Using AMC Structure / Pujayita SAHA, Debasis MITRA, Susanta K. PARUI // RADIOENGINEERING, VOL. 30, NO. 1. – 2021.
5. Wearable AMC Backed Near-Endfire Antenna for On-Body Communications on Latex Substrate / Kush Agarwal, Yong-Xin Guo, Budiman Salam. // IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 6, NO. 3. – 2016.
6. Wideband and low axial ratio circularly polarized antenna using AMC-based structure polarization rotation reflective surface / Chen Qiang et. al.. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2018.
7. Sudhakar S. Compact Metamaterial Microstrip Low-Pass Filter / S. Sudhakar, K. M. Rabindra, R. P. Dipak. // Journal of Electromagnetic Analysis and Applications. – 2011.
8. Pekka A. Electromagnetic cloaking with metamaterials / A.Pekka, S.Tretyakov. // Materialstoday VOLUME 12 NUMBER 3. – 2009.
9. Dwiki Haryanto. Characterization of Slotted Square Rings AMC Reflector Using Printed Dipole Antenna / Dwiki Haryanto, Levy Olivia Nur, Achmad Munir. – 2020.

10. Gain Enhancement of Monopole Antenna using AMC Surface / Faiza Mouhouche et.al. // ADVANCED ELECTROMAGNETICS, VOL. 7, NO. 3. – 2018.
11. Dual-band CPW-fed G-Antenna using an EBG structure / Mohamad Mantash et.al. // Loughborough Antennas & Propagation Conference. – 2010.
12. Gain Improvement of a Dual-Band CPW Monopole Antenna for Sub-6 GHz 5G Applications Using AMC Structures [Электронный ресурс] / Mahmoud A. Abdelghany et.al. // Electronics. – 2022.
13. A Metamaterial Inspired AMC Backed Dual Band Antenna for ISM and RFID Applications / Md. Najumunnisa et.al. // Sensors. – 2022.
14. Small Antenna Over AMC Surface with/out Vias / Shaozhen Zhu et.al. // 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP.) – 2011.
15. A Novel Low-Profile High-Gain UHF Antenna Using High-Impedance Surfaces / Nora Mohamed Mohamed-Hicho et.al. // IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 14. – 2015.
16. Low Profile Dipole Antenna Over Compact AMC Surface / Nebil KRISTOU et.al. // International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT). – 2017.
17. ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR USING SPLIT RING RESONATORS AND ITS APPLICATIONS TO ANTENNAS / Soon-Soo Oh, Lotfollah Shafai. // MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 48, No. 2. – 2005.
18. Novel SHF-Band Uniplanar Artificial Magnetic Conductor / María Elena de Cos et.al. // IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 9. – 2010.
19. Compact and broadband antenna based on a step-shaped metasurface / XIMING LI et.al. // OPTICS EXPRESS Vol. 25, No. 16. – 2017.
20. Xavier Begaud. Wideband Low Profile Antennas and Metamaterials / Xavier Begaud, Anne Claire Lepage. // ResearchGate. – 2014.

21. Improvement Antenna Performance by using Artificial Magnetic Conductor at 28 GHz / Maizatun Muhamad et.al. // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering Vol. 9 No. 2-13.

ДОДАТОК А
КРЕСЛЕННЯ ЕЛЕМЕНТАРНОЇ КОМІРКИ

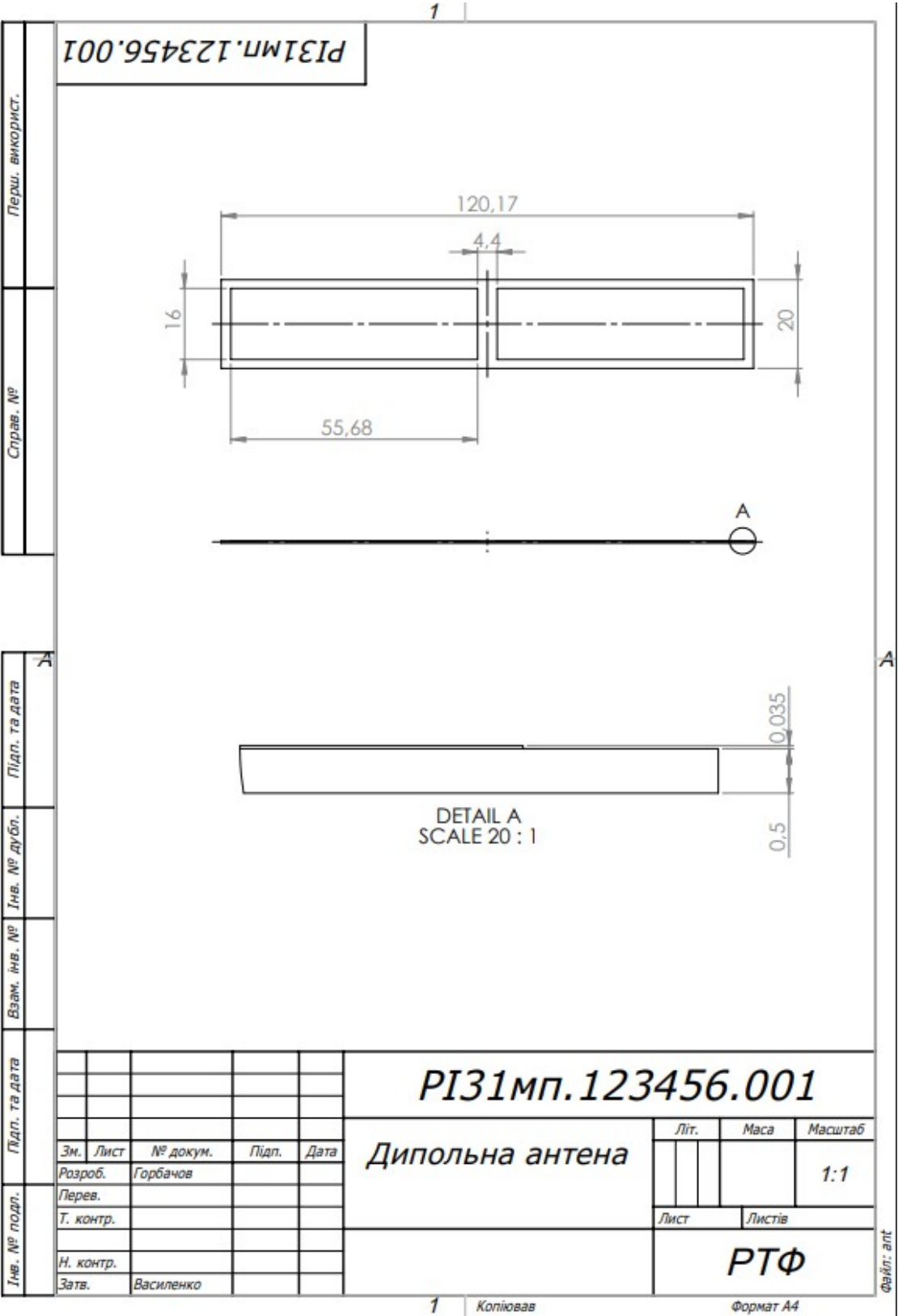


ДОДАТОК Б
КРЕСЛЕННЯ АМС РЕФЛЕКТОРА

1						
РІЗ1мп.123456.001						
Перш. використ.						
Справ. №						
240 240						
Підп. та дата	А					
Інв. № дубл.						
Взам. інв. №						
Підп. та дата						
Інв. № подл.						
РІЗ1мп.123456.001 АМС рефлектор Літ. Маса Масштаб Лист Листів РТФ						
Зм.	Лист	№ докум.	Підп.	Дата		
Розроб.	Горбачов					
Перев.						
Т. контр.						
Н. контр.						
Затв.	Василенко					
1		Копіював		Формат А4		

Файл: 3х3

ДОДАТОК В
КРЕСЛЕННЯ ДИПОЛЬНОЇ АНТЕНИ



ДОДАТОК Г

Стаття для доповіді на конференції

«Компактна антена ультракороткого діапазону частот на основі метаматеріалів»

Горбачов Богдан Олегович , бакалавр;

Василенко Дмитро Олексійович, к.т.н., доц.

Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського,

Київ, Україна

Металеві елементи пристрою, такі як корпус, плата і радіатори, працюють як ідеальні електричні провідники PEC (Perfect Electric Conductor) і суттєво впливають на характеристики антени, якщо вона розташована занадто близько. Щоб мінімізувати цей вплив, відстань має становити чверть довжини хвилі. При зменшенні відстані для мініатюризації відбита від металу хвиля стає майже протифазною, що погіршує підсилення антени. Теоретично це можна вирішити за допомогою ідеального магнітного провідника PMC (Perfect Magnetic Conductor), який не змінює фазу хвилі при відбитті, але його фізичний аналог у природі відсутній. В таких випадках використовують штучний магнітний провідник AMC (Artificial Magnetic Conductor), який, при певних умовах, має властивості PMC, його відносять до метаматеріалів. Як правило, AMC реалізується в обмеженому діапазоні частот, який характеризується фазою коефіцієнта відбиття, яка знаходиться в діапазоні від -90° до $+90^\circ$ відносно падаючої електромагнітної хвилі на резонансній частоті. Цей діапазон зсуву фаз і визначає корисну смугу частот.

Існує велике різномайття структур метаповерхонь. Так, у статті [1] (рис. 1, а) використовується квадратний патч на дешевому діелектрику. Елементарна комірка складається з двох підкладок та чотирьох металевих отворів, які проходять крізь структуру без контакту з опорною земляною площиною. Це додає параметри для модифікації, як-от відстань між , довжина меандру та кут його повороту, що розширює можливості адаптації УС, але вони ускладнюють конструкцію і збільшують вартість виробництва. Товщина комірки 5.9 мм не відповідає вимогам компактності, на потрібній частоті вона буде ще більшою. Комірка статті [2] (рис. 1, б) має найбільшу смугу, близько 106% на частоті 0.915 ГГц, але в неї нижня сторона комірки не є суцільною землею, що є дуже великим мінусом при вирішенні задачі компактності, адже в такому випадку не можна розмістити метаповерхню на одній платі з іншими електронними компонентами. В [3] структура є симетричним квадратом, кожне плече якого має розмір 0.028 в довжинах хвиль на частоті 0.4 ГГц за рахунок використання конденсаторів між УС (рис.1, в), але вони ускладнюють конструкцію. Така AMC має смугу 4.7%, але є товстою, 6.4 мм, або 0.009 в довжинах хвиль.

Для побудови AMC для суб-гігагерцового діапазону обрано структуру із статті [4] (рис. 1, г), оскільки вона є найтоншою з усіх розглянутих структур, а саме 0.003 в довжинах хвиль, або 0.5 мм, на частоті 2.4 ГГц та забезпечує смугу 1.27%, яку можна розширити за рахунок оптимізації великої кількості розмірів топології та отримати рішення в діапазоні LoRa.

Вигляд структур показано на рисунку 1.

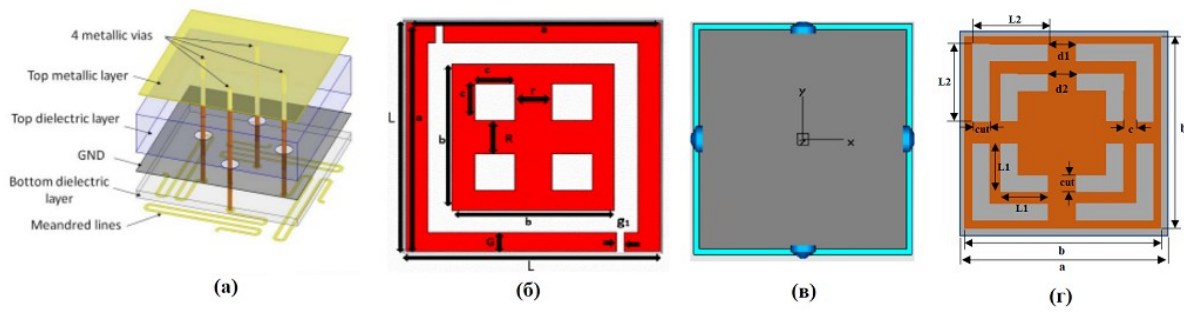


Рисунок 1. Вигляд УС: а — стаття [1], б — [2], в — [3], г — [4]

Комірку метаповерхні з [4] спроектовано на RO3003, який є дуже дорогим діелектриком, тому додатковою ціллю було зменшити ціну виготовлення АМС за рахунок дешевшої підкладки. FR408 від Isola є чудовою заміною, адже забезпечує зменшення ціни виготовлення приблизно в, приблизно, 3–5 разів, адже ціна RO3003 знаходиться в межах 400–500\$ за квадратний метр, а FR408 — 50–200\$. Також він дає змогу досягти поставленої задачі, використовуючи товщину 2 мм, або 0.006 в довжинах хвиль на частоті 0.915 ГГц, що є допустимою товщиною плати.

В програмному середовищі CST Studio Suite було досліджено вплив всіх можливих розмірів щоб знайти ті, від яких суттєво залежить робоча смуга. Ними виявились зазор між комірками, товщина і довжина вирізів та, особливо, товщина діелектрика, яку потім зафіксували на рівні 2 мм. Обрану структуру було збільшено, приблизно в 2.5 рази для перенесення її в суб-гігагерцовий діапазон. За допомогою зміни розмірів вирізів та їх положення відносно центру АМС було отримано комірку 80x80 мм², яка забезпечила робочу смугу 0.902–0.928 ГГц. Її вигляд (а) та фазу коефіцієнта відбиття (б) показано на рисунку 2.

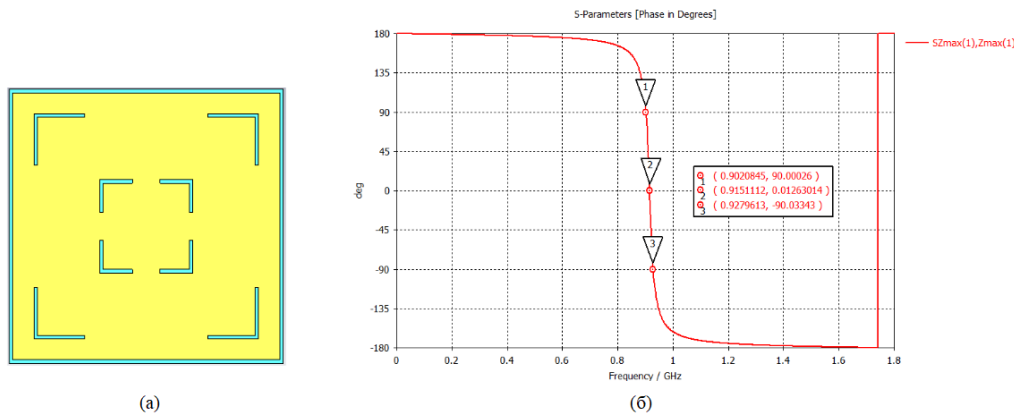


Рисунок 4. Оптимізована УС (а) та її фаза коефіцієнта відбиття (б)

Розміри оптимізованої комірки, відповідно до параметрів структури рис. 1 (г), наведено в табл. 1.

Таблиця 1

a	80 мм
b	78 мм
c	18.2 мм

d1	35.8 мм
d2	8 мм
cut	1 мм
L1	9.6 мм
L2	14.9 мм

Можна досягти результату з товщиною 1 мм, або 0.003 в довжинах хвиль, з RO3003, але це не виправдано з точки зору ціни.

Створивши масив 3x3 та розмістивши над нею антену можна покращити її підсилення та значно знизити рівень задніх пелюсток. Відстань при цьому є значно менше чверті довжини хвилі.

Перелік посилань

1. Design and Characterization of a Compact Artificial Magnetic Conductor in the UHF Band / Nebil KRISTOU, Jean-François PINTOS, Serge BORIES, Kourosh MAHDJOUBI // 2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)
2. A Metamaterial Inspired AMC Backed Dual Band Antenna for ISM and RFID Applications / Md. Najumunnisa, Ambadapudi Srinivasa Chandrasekhara Sastry, Boddapati Taraka Phani Madhav, Sudipta Das, Niamat Hussain, Syed Samser Ali and Muhammad Aslam // Sensors 2022, 22, 8065
3. Small Antenna Over AMC Surface with/out Vias / Shaozhen Zhu, Kenneth Lee Ford, Alan Tennant and Richard J. Langley // 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)
4. Characterization of Slotted Square Rings AMC Reflector Using Printed Dipole Antenna / Dwiki Haryanto, Levy Olivia Nur, Achmad Munir // 2020 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications

Анотація

В роботі представлено штучний магнітний провідник (Artificial Magnetic Conductor, AMC), який використовується для мініатюризації антени ультракороткого діапазону частот. AMC створено на основі Isola FR408. Робочий діапазон метаповерхні складає 0.902–0.928 ГГц для фази коефіцієнта відбиття, що знаходиться в межах від -90 до +90 градусів.

Ключові слова: AMC, антена, фаза коефіцієнта відбиття, метаматеріал.

Abstract

The paper presents an artificial magnetic conductor (AMC) used for miniaturisation of an UHF antenna. The AMC is based on Isola FR408. The operating range of the metasurface is 0.902–0.928 GHz for a reflection coefficient phase ranging from -90 to +90 degrees.

Keywords: AMC, antenna, reflection coefficient phase, metamaterial.