

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
Інститут інформатики та радіoeлектроніки
Факультет радіoeлектроніки та телекомунікацій
(повне найменування інституту, факультету)
Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

До дипломного проекту(роботи)

бакалавра

(ступінь вищої освіти)

на тему **Широкопasmова мікросмужкова антена**

Виконав: студент 4 курсу, групи Рт-218сп
спеціальності

172«Телекомунікації та радіотехніки»

Освітня програма _____

«Радіотехніка»

Тісен Андрій Олексійович

(прізвище та ініціали)

Керівник Логачева Л.М.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Косьян М.М.

(прізвище та ініціали)

2021 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний університет «Запорізька політехніка»

(повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Інститут інформатики та радіоелектроніки, ФРЕТ

Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій

Ступінь вищої освіти 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування)

Освітня програма (спеціалізація) «Радіотехніка»
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТТ 

к.т.н., доц Морщавка С.В.

« 27 » травня 20 21 року

ЗАВДАННЯ

НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

Тісен Андрій Олексійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Широкопasmового мікросмужкова антена

Керівник проєкту (роботи) Логачева Людмила Михайловна, к.т.н., доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом закладу вищої освіти від «30» квітня 2021 року № 164

2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 27.05.2021

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) _____

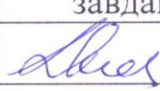
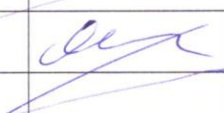
Діапазон частот 2,3-2,6 ГГц, рівень відліку КСХ=1,5, смуги антени >100 МГц,
ширина ДН < 90°, розв'язка між входами ≥ 30 дБ

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Поняття смуги частот антени, дослідження впливу параметрів підкладки, дослідження методів вдосконалення конструкції, розробка і дослідження макета широкопasmової МСА

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

Презентація 22 слайдів

6.Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	Прийняв виконання завдання
1-4	Логачева Л.М., доцент		
нормоконтроль	Мороз Г.В., ст.викладач		

7. Дата видачі завдання «02» квітня 2021 року

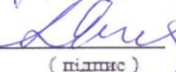
КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Прим
1	Поняття смуги частот антени	05.04-10.04	
2	Дослідження впливу параметрів підкладки	11.04-17.04	
3	Дослідження методів вдосконалення конструкції	18.04-30.04	
4	Розробка і дослідження макета	01.05-11.05	
5	Оформлення пояснювальної записки	12.05-17.05	
6	Перевірка ПЗ на доброчесність	18.05	
7	Підготовка презентації в PowerPoint	17.05-25.05	
8	Захист	04.06.2021	

Студент(ка)

Керівник проекту (роботи)


(підпис)


(підпис)

Тісен А.О.
(прізвище та ініціал)

Логачева Л.
(прізвище та ініціал)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 72 сторінки, 77 рисунків, 4 таблиці, 8 джерел

Метою проекту є дослідження впливу параметрів підкладки і форми елементів смугових антен на смугові властивості мікросмугових антен.

Розглянуто найбільш поширені методи аналізу антен: багаторезонаторний і багатошаровий.

У процесі дослідження застосовується метод машинного моделювання, пакет програм ANSYS Electronics в середовищі Ansoft HFSSv. 14 для аналізу НВЧ пристроїв і антен.

Опрацьовано експериментальні макети елементів антен з метою отримання можливої широкосмугової антени в діапазоні 2,3-2,6 ГГц.

МІКРОСМУГОВА АНТЕНА, АЧХ, КСХ, СМУГА, ЧАСТОТА, ВІБРАТОР, ДІАПАЗОН, ПАРАМЕТРИ, ПІДКЛАДКА, ДОБРОТНІСТЬ, КНД

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП	7
1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ЗБІЛЬШЕННЯ ШИРОКОСМУГОВОЇ МСА.....	8
1.1.Поняття ширини смуги робочих частот	8
1.2. Багаторезонансний метод.....	11
1.3 Багатошаровий метод	13
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ ПІДКЛАДКИ НА ПАРАМЕТРИ ШИРОКОСМУГОВОЇ МСА.....	14
3 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ВДОСКОНАЛЕННЯ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ РОЗШИРЕННЯ РОБОЧИХ ЧАСТОТ	20
3.1 Дослідження багаторезонансного методу	23
3.2 Дослідження багатошарового методу	42
4 РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ МАКЕТУ ШИРОКОСМУГОВОЇ МСА....	47
4.1 Проектування шлейфного квадратного спрямованого відгалужувача .	48
4.2 Проектування подільника Уїлкінсона.....	55
4.3 Проектування мікросмужкової антени	57
4.4 Проектування чвертьхвильового трансформатора.....	61
4.5 Проектування всієї антеної системи	65
4.6 Виготовлення макету антени	67
ВИСНОВКИ.....	70
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	72

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ДН	– діаграма напрямленості
КЕ	– коефіцієнт еліптичності
ККД	– коефіцієнт корисної дії
КМСА	– квадратна мікросмугова антена
КНД	– коефіцієнт напрямленої дії
КП	– коефіцієнт підсилення
КСХ	– коефіцієнт стоячої хвилі
МСА	– мікросмугова антена
СРЧ	– смуга робочих частот
ТЗ	– технічне завдання

ВСТУП

Сучасні переносні телекомунікаційні пристрої, такі як мобільні телефони, планшети, GPS – навігатори та т.д. поєднують в собі безліч бездротових модулів. Розвиток техніки в області телекомунікацій має тенденцію до зменшення розмірів і збільшення функціональності. Отже, все менший простір виділяється для розміщення антен, порівнянних з довжиною хвилі, всередині пристрою. Це тягне за собою погіршення характеристик випромінювання антен: зменшення коефіцієнта підсилення (КП), спотворення діаграми напрямленості (ДН), зменшення коефіцієнта корисної дії (ККД), зменшення смуги робочих частот. Виходячи з цього, антени повинні володіти великими властивостями: працювати в багатодіапазонному режимі і мати достатню смугу робочих частот.

В даний час мікросмугові антени (МСА) знаходять широке застосування в сфері телекомунікаційних систем за рахунок своїх переваг: тонкий профіль, малу вагу, конформність, можливість збудження хвилі кругової поляризації, можливість реалізації багаточастотних антен, інтеграція зі схемою живлення в антенних решітках, дешевизна і простота реалізації. Але, не дивлячись на ряд переваг, властивих даній антені, головним її недоліком є вузькосмуговість.

Метою даної роботи є дослідження смуги робочих частот (СРЧ) при зміні параметрів підкладки і конструктивних особливостей МСА і розробка макету широкосмугової мікросмугової антени.

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ЗБІЛЬШЕННЯ ШИРОКОСМУГОВОЇ МСА

1.1.Поняття ширини смуги робочих частот

Поняття ширини смуги робочих частот визначає діапазон частот, в якому модуль коефіцієнта відображення (або коефіцієнт стоячої хвилі) знаходиться в заданих межах. Ширина смуги робочих частот зворотнопропорційна добротності і визначається як [2]:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{КСХ - 1}{Q \cdot КСХ}, \quad (1.1)$$

де Q – добротність,

$КСХ$ – коефіцієнт стоячої хвилі, що визначає якість узгодження навантаження з лінією живлення і розраховується як:

$$КСХ = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}, \quad (1.2)$$

де Γ – модуль коефіцієнта відбиття.

Модуль Γ є мірою відбитого сигналу в точці живлення навантаження, пов'язує вхідний хвильовий опір навантаження і підводиться лінії джерела до навантаження і виражається в такий спосіб:

$$\Gamma = \frac{Z_{ВХ} - Z_0}{Z_{ВХ} + Z_0}. \quad (1.3)$$

Ширина смуги робочих частот зазвичай задається у вигляді частотного діапазону за рівнем $КСХ = 2$, що відповідає 9,5 дБ зворотніх втрат або 11 % відбитої потужності, але в деяких випадках задається менше 1,5 (це

відповідає 14 дБ зворотніх втрат і 4 % відбитої потужності). Перерахунок ширини смуги робочих частот з одного рівня КСХ в інший може бути зроблений таким шляхом:

$$\frac{\Delta f_1}{\Delta f_2} = \frac{КСХ_1 - 1}{КСХ_1} \cdot \frac{КСХ_2}{КСХ_2 - 1}. \quad (1.4)$$

Відносну ширину смуги робочих частот можна визначити через геометричні розміри квадратної МПА:

$$\frac{\Delta f}{f} \approx \frac{A \cdot h}{\lambda_0 \cdot \epsilon_r} \cdot \frac{W}{L}, \quad (1.5)$$

де A – параметр, який визначається наступним чином:

$$\begin{aligned} A &= 180, & \text{при } h / \lambda \epsilon_r \leq 0,045; \\ A &= 200, & \text{при } 0,045 \leq h / \lambda \epsilon_r \leq 0,075; \\ A &= 220, & \text{при } h / \lambda \epsilon_r \geq 0,075; \end{aligned}$$

W, L – ширина і довжина квадратної мікрополоскової антени.

З виразу (1.5) випливає, що зі збільшенням ширини W КМСА збільшується і відносна ширина смуги робочих частот $\Delta f/f$. Але щоб уникнути збудження мод вищого порядку, ширину МСА варто вибирати не більше довжини хвилі. Також варто взяти до уваги наступне співвідношення для зразкового розрахунку ширини смуги робочих частот (в МГц) МСА порівню $КСХ = 2$.

$$\Delta f \approx 50 \cdot h \cdot f^2, \quad (1.6)$$

де h – висота підкладки вказується в сантиметрах.

Цей вираз справедливо для діапазону 1-30 ГГц. Ширина смуги робочих частот також може бути визначена через параметри випромінювання антени: коефіцієнт посилення, ширину діаграми спрямованості (ДН) за рівнем

половинної потужності і рівень бічних пелюсток. Вираз для зразкового розрахунку коефіцієнта напрямленої дії (КНД) в дБ:

$$D = 0,2 \cdot W + 6,6 + 10 \cdot \lg(1,6 / \varepsilon_r). \quad (1.7)$$

Наведені вище співвідношення для розрахунку справедливі для лінійно-поляризованих МСА. Для МСА з круговою поляризацією ширина смуги робочих частот в основному обмежується коефіцієнтом еліптичності (рис. 1.1).

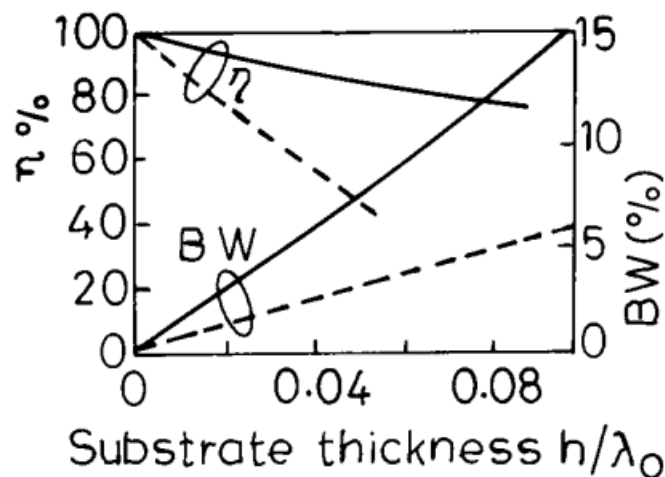


Рисунок 1.1 – Відносна ширина смуги робочих частот при різних параметрах підкладки

На рисунку 1.1 показана залежність відносної ширини смуги робочих частот і ККД квадратної мікрополоскової антени (КМСА) з діелектриком $\varepsilon_r = 2,2$ (суцільна лінія) і (пунктирна лінія) від висоти підкладки (h / λ_0). З представлених на рисунку 1.1 залежностей можна помітити, що ширина смуги робочих частот зростає зі збільшенням товщини підкладки і зі зменшенням відносної діелектричної проникливості підкладки МСА. Ширина смуги робочих частот становить $\Delta f / f = 15 \%$ при діелектричній проникливості $\varepsilon_r = 2,2$ і висоті підкладки $h = 0,1 \cdot \lambda$. Для досягнення

найбільшої широкосмуговості переважно вибирати ε рівним одиниці (без діелектричного заповнення). Зі збільшенням товщини підкладки збільшується реактивність підводного центрального провідника від коаксіальної лінії до МСА і виникає можливість утворення поверхневих хвиль, що в подальшому знижує ККД. Також можливе збільшення ширини смуги робочих частот за рахунок зміни конструкції МСА. Дане явище відбувається за рахунок зниження добротності антени (зменшення запасу електромагнітної енергії під випромінювачем). Наприклад, U – подібний виріз в КМСА збільшує ширину смуги робочих частот на 40% за рівнем $K_{CX} = 2$.

Як об'єкт дослідження слід вибрати два методи збільшення смуги робочих частот за рахунок зміни конструктивних особливостей МСА.

1.2. Багаторезонансний метод

Багаторезонансний метод (рис. 1.3) полягає в збудженні пасивних (паразитних) випромінювачів щодо активного, який збуджується від підводящої лінії живлення і, за рахунок появи другого резонансу, утворюється загальна широка смуга робочих частот. Збудження паразитних випромінювачів можна здійснити при досить близькому розташуванні щодо активного випромінювача, але при безпосередньому зв'язку, з використанням зв'язку за допомогою смужкових з'єднувальних ліній (рис 1.2,б) відстань між випромінювачами збільшується. Причому варто відзначити, що загальна смуга робочих частот залежить від смуги робочих частот одиночних випромінювачів, як це показано на рисунку 1.2.

На рисунку 1.2,а показано утворення спільної смуги робочих частот при вузькосмугових випромінювачах, а на рис. 1.2,б при широкосмугових, даний спосіб дозволяє розширити смугу робочих частот від 5 до 20%.

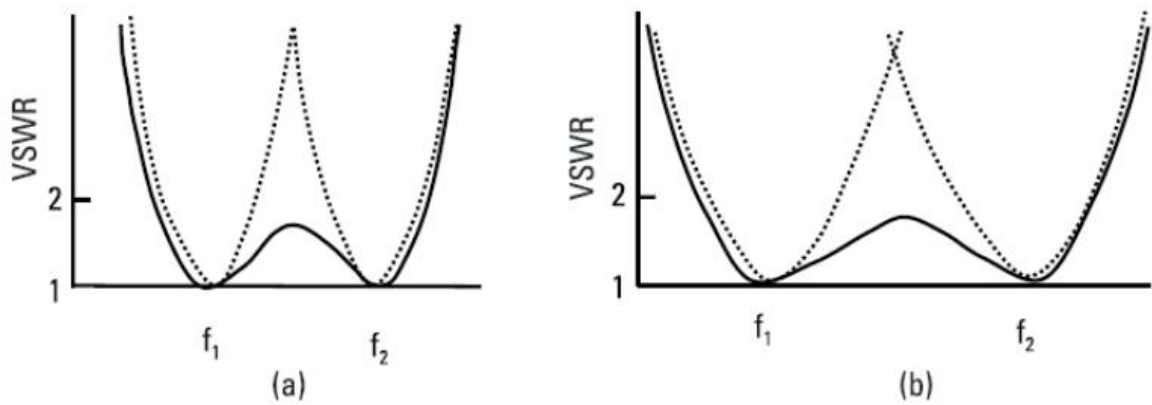


Рисунок 1.2 – Частотна залежність КСХ багаторезонансної МСА

Однак, при додаванні паразитного випромінювача діаграма напрямленості спотворюється за рахунок фазової затримки паразитних випромінювачів і набуває вже несиметричний вигляд, що є сприйнятним для більшості застосувань мікросмужкових антен (рис. 1.3).

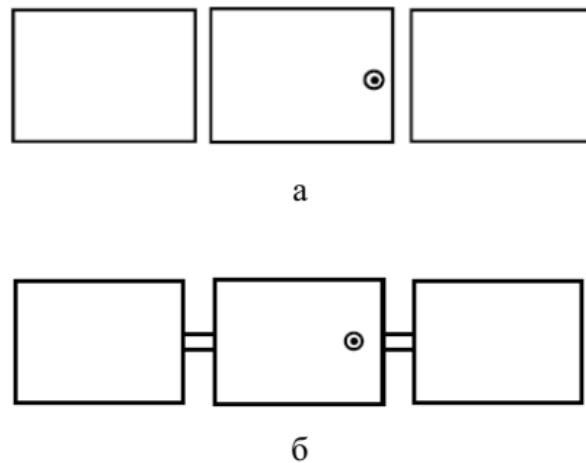


Рисунок 1.3 – Топологія багаторезонансного методу

Безпосередній зв'язок між пасивними випромінювачами і активним здійснюється відрізками вузьких мікросмужкових ліній з хвильовим опором 50-70 Ом. Пасивні випромінювачі знаходяться ліворуч і праворуч від активного випромінювача, і розташовані в одній горизонтальній площині.

1.3 Багатошаровий метод

Дана конфігурація приставляє систему з декількох випромінювачів, два випромінювача, один з яких збуджується від коаксialьної лінії, а інший – пасивний, розташований над ним на деякій висоті. Обидва випромінювача можуть бути виконані на різних підкладках. Для збільшення широкосмуговості випромінювачі розносять, і поміщають між ними діелектричний матеріал, повластивостями схожий з повітрям – пінопласт. Орієнтація пасивного випромінювача може бути, як пряма (пасивний випромінювач направлений в сторону поширення хвилі) – рис. 1.4, а, так і зворотня (пасивний випромінювач направлений в сторону активного випромінювача) – рис. 1.4, б, що забезпечує додатковий захист від навколишнього середовища. Для досягнення максимальної широкосмуговості необхідно, щоб резонансні частоти активного і пасивного випромінювачів були близькі один до одного. Дана структура може бути застосована до мікросмугового випромінювача будь-якої форми. Цей метод дозволяє досягти смуги робочих частот 10 – 30%. Збільшення ширини смуги робочих частот може бути досягнуто за рахунок збільшення загальної висоти антени, зниженням ефективної діелектричної проникливості підкладок.

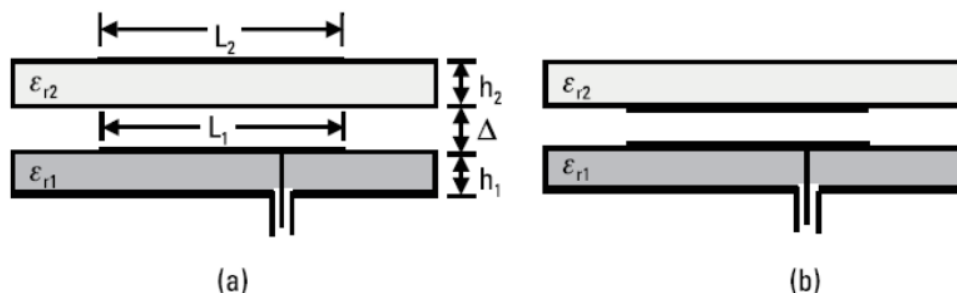


Рисунок 1.4 – Приклад багатошарового методу

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ ПІДКЛАДКИ НА ПАРАМЕТРИ ШИРОКОСМУГОВОЇ МСА

Ширину резонансу характеризує добротність, інакше кажучи, чим вище значення добротності, тим більше вузькосмуговою буде антена. У рамках розв'язуваної задачі інтерес викликає максимально можлива смуга робочих частот. Отже, необхідно знати мінімально досяжне значення добротності, яке в разі лінійно-поляризованої антени визначається за такою формулою (класичний вираз Чу) [1]:

$$Q_{don} = \frac{1}{k_0 \cdot a} + \frac{1}{k_0 \cdot a^3}, \quad (2.1)$$

де $k_0 = 2 \cdot \pi / \lambda$, – хвильове число;

a – радіус сфери, в яку вписана антена.

Робоча частота мікрополоскової антени (МСА), показаної на рисунку 2.1, визначається резонансною довжиною, яка розраховується за формулою (2.2).

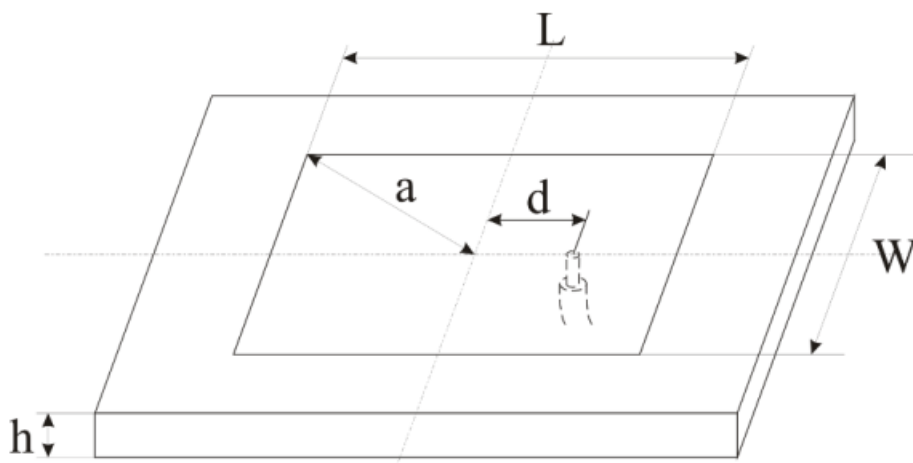


Рисунок 2.1 – Ескіз мікросмугової антени

$$L = \frac{c_0}{2 \cdot f_0 \cdot \varepsilon} - 2 \cdot \Delta L, \quad (2.2)$$

де c_0 – швидкість світла у вакуумі;

f_0 – робоча частота;

ε – відносна діелектрична проникливість підкладки;

ΔL – величина поправки для резонансної довжини, що враховує крайовий ефект.

Обчислення випромінювання на торці МСА скорочує довжину на наступну величину:

$$\Delta L = 412 \cdot 10^{-6} h \frac{\varepsilon_{\text{эфф}} + 0,3}{\varepsilon_{\text{эфф}} - 0,258} + \frac{\frac{W}{h} + 0,264}{\frac{W}{h} + 0,8}, \quad (2.3)$$

де $\varepsilon_{\text{эфф}}$ – ефективна діелектрична проникливість, яка визначається наступним виразом:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (2.4)$$

У даній кваліфікаційній роботі досліджується МПА квадратної форми, тому $L = W$, і знаходження розмірів МПА зводиться до вирішення наступного рівняння, щодо W :

$$\frac{c_0}{2 \cdot f_0 \cdot \varepsilon_{\text{эфф}}} - 2 + 0,412 \cdot h \cdot (\varepsilon_{\text{эфф}} + 0,3) / (\varepsilon_{\text{эфф}} - 0,258) + (W/h + 0,264) / (W/h + 0,8) - W = 0. \quad (2.5)$$

Всі подальші розрахунки будемо виконувати для резонансної частоти $f = 1$ ГГц, як значення процесу наближення моделей до значення заданої

робочої частоти. Відстань d точки збудження визначається від центра випромінювача, як показано на рис. 2.1.

Існує кілька виразів для визначення добротності. В основному використовується вираз (2.1). В результаті добротність можна визначити за такою формулою:

$$Q = \frac{f_0 \cdot (K_{CX} - 1)}{\Delta f \cdot K_{CX}}. \quad (2.6)$$

Оцінку добротності антени Q будемо оцінювати при зміні двох параметрів підкладки: ϵ і h (незалежно один від одного). У першому випадку зафіксуємо товщину $h = 0,2$ мм, а значення відносної діелектричної проникливості будемо вибирати з наступного ряду: 1, 2, 5, 10, 20, 50. У другому випадку поставимо $\epsilon = 1$, а товщина підкладки буде приймати значення 0,2, 0,5, 1, 2, 5, 10 мм (табл. 2.1).

Таблиця 2.1 – Розрахункові значення резонансного розміру

1	ϵ	1	2	5	10	20	50
	W, мм	143,6	102,7	65,1	45,8	31,9	19,4
2	h, мм	0,2	0,5	1	2	5	10
	W, мм	147,6	147,2	146,5	145	140,7	133,5

Моделювання [4] будемо виробляти в середовищі Ansoft HFSS v.14. Представлені в таблиці 2.1 значення будуть використовуватися в якості першого наближення. Надалі варіацією цього розміру і положення точки джерела живлення будемо домагатися узгодження на частоті $f = 1$ ГГц. Нижче наведемо (рис. 2.2, 2.3) отримані частотні залежності КСХ при різних комбінаціях ϵ і h .

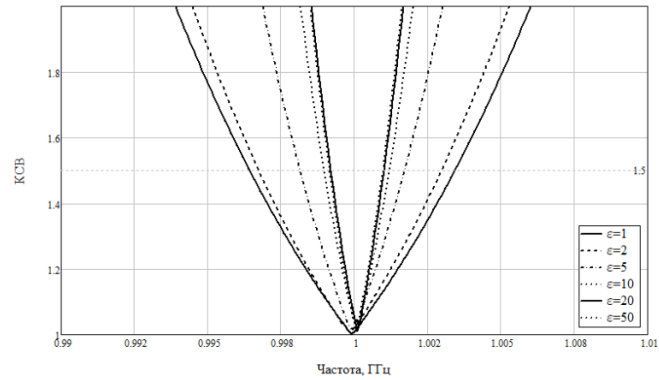


Рисунок 2.2 – Частотні залежності КСХ при $h = 3$ мм і варіації ϵ

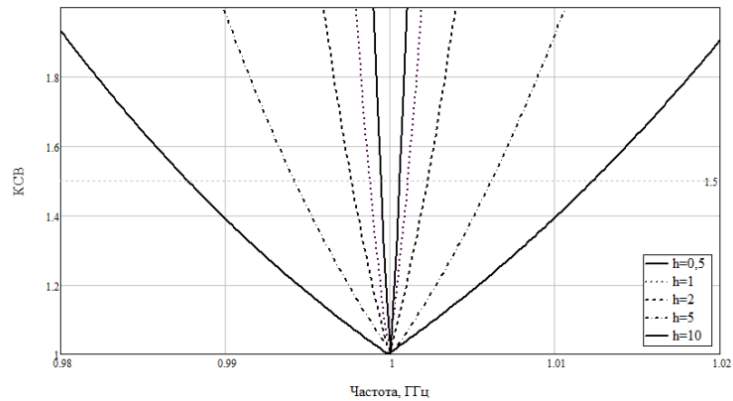


Рисунок 2.3 – Частотні залежності КСХ при $\epsilon = 1$ і варіації h

Смугу узгодження визначатимемо за рівнем $KCB = 1,5$. Тоді вираз для оцінки добротності набуде вигляду:

$$Q = \frac{0,5f_0}{1,5 \cdot \Delta f} \cdot \quad (2.7)$$

Розраховані значення добротності для кожного випадку наведені в таблиці 2.2, а також зображені у вигляді графіків на рисунках 2.4-2.5.

Таблиця 2.2 – Розрахункові значення добротності

1	ε	1	2	5	10	20	50
	Δf , МГц	7	6,2	3,5	2,2	1,8	1
	Q	58,3	65,8	116,6	185,6	226,8	408,3
2	h	0,2	0,5	1	2	5	10
	Δf , МГц	0,4	1.1	2,4	4,6	12	24,5
	Q	1021,1	371,2	177,5	88,7	34	16,7

З представленої на рисунку 2.4 залежності видно, що використання товстої підкладки дозволяє наблизитися до межі добротності $Q_{\text{доп}}$. Однак при цьому необхідно пам'ятати, що зі збільшенням товщини підкладки зростають втрати в ній і зменшується ККД антени.

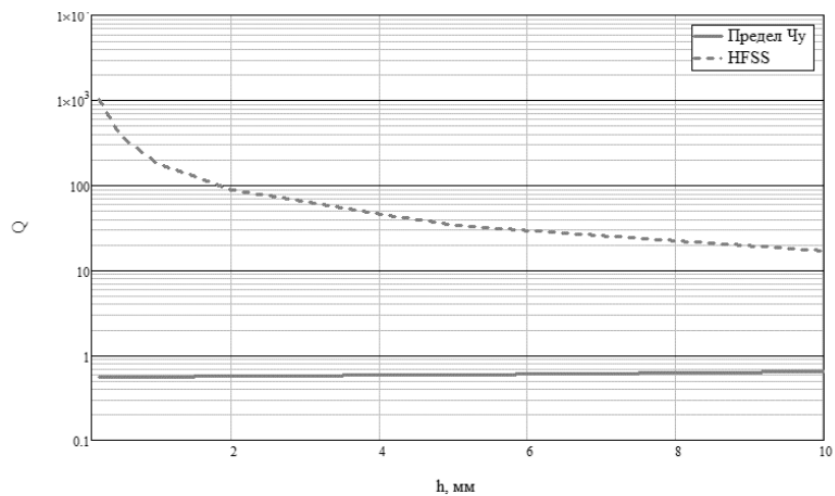


Рисунок 2.4 – Залежність добротності від товщини підкладки

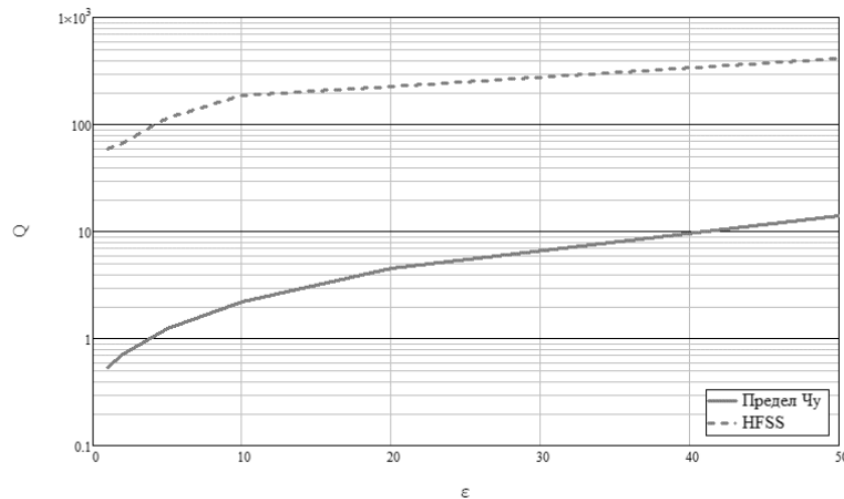


Рисунок 2.5 – Залежність добротності від діелектричної проникливості підкладки

Відповідно до отриманих залежностей добротності від товщини і діелектричної проникливості підкладки можна сказати, що на забезпечення максимальної робочої смуги частот найбільш впливає висота підкладки. Це пояснюється тим, що резонансний розмір W зворотнє пропорційний ϵ . При збільшенні ϵ підкладки зменшується резонансний розмір i , отже, зменшується смуга. А при збільшенні висоти підкладки резонансний розмір незначно зменшується, тобто не відбувається значних змін реального розміру антени, проте смуга також зростає. Можна зробити висновок, що при малих значеннях ϵ і великих значеннях h (до виникнення двухмодового режиму) можна наблизитися до межі по добротності $Q_{\text{доп}}$.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ВДОСКОНАЛЕННЯ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ РОЗШИРЕННЯ РОБОЧИХ ЧАСТОТ

Як було сказано в другому розділі, буде проведено дослідження двох конструктивних методів збільшення широкосмугової МСА: багаторезонансний метод і багатошаровий метод.

Розглянемо одиничний випромінювач у вигляді квадратної МСА. Робочу частоту виберемо як середню частоту для Wi-Fi діапазону стандарту 802.11b і 802.11g (з 1 по 13 канал 2400 – 2483,5 МГц) – 2450 МГц, що означена в ТЗ. Основою для антени (і далі за текстом будуть розглядатися моделі з використанням в якості підкладки даний вібратор) виберемо підкладку на основі склотекстоліту (FR4) товщиною, що володіє наступними параметрами: діелектрична проникність, тангенс кута діелектричних втрат.

Для проектування скористаємося наближеними формулами для розрахунку мікрополоскової антени:

– центральна частота:

$$f_0 = f_H + \frac{f_B - f_H}{2} = 2,3 + (2,6 - 2,3) / 2 = 2,45 \text{ ГГц}; \quad (3.1)$$

– довжина хвилі:

$$\lambda = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,45 \cdot 10^9} = 122,5 \text{ мм}; \quad (3.2)$$

– резонансний розмір:

$$W = \frac{0,48 \cdot \lambda}{\varepsilon} = \frac{0,48 \cdot 122,5}{2,1} = 28 \text{ мм}; \quad (3.3)$$

– провідність випромінювання:

$$G = \frac{\pi}{377} \cdot \frac{W}{\lambda} = \frac{3,14}{377} \cdot \frac{2,8}{12,25} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ сим}; \quad (3.4)$$

– точка підключення живлення:

$$d = \frac{W \cdot \arccos(2 \cdot R_{\text{вх}} \cdot G)}{\pi} = 2,8 \cdot \frac{2,8 \cdot 0,982}{3,14} = 0,87 \text{ см}. \quad (3.5)$$

Для даної підкладки була спроектована модель квадратної МСА (рис. 3.1) з наступними розмірами: резонансний розмір $W = 28$ мм, точка підключення джерела живлення (від центру до краю МСА) $d = 6,6$ мм.

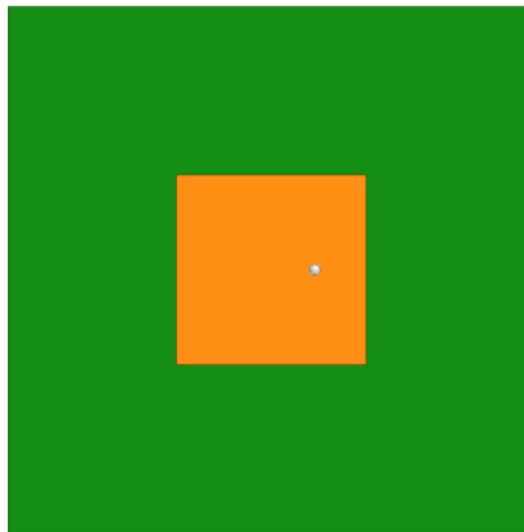


Рисунок 3.1 – Макет квадратної МПА

Було отримано наступні розрахункові характеристики:

- КСХ на робочій частоті – 1,025;
- смуга робочих частот за рівнем КСХ = 2 становить 50,9 МГц.

Що у відсотковому співвідношенні (відносна смуга робочих частот) становить 2%. Для даної квадратної МСА граничне значення добротності із (2.1) становить $Q_{\text{доп}} = 1,845$, а добротність за рівнем КСВ = 2 (2.6) становить $Q = 33,9$ (рис. 3.2).

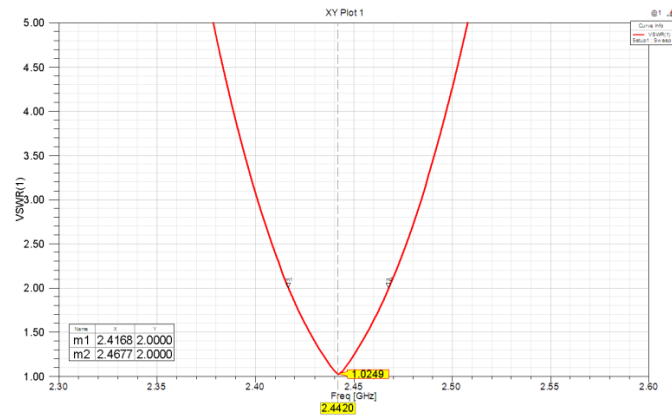


Рисунок 3.2 – Частотна залежність КСХ

Для підтвердження отриманих теоретичних результатів було виготовлено макет квадратної МСА (рис. 3.3).

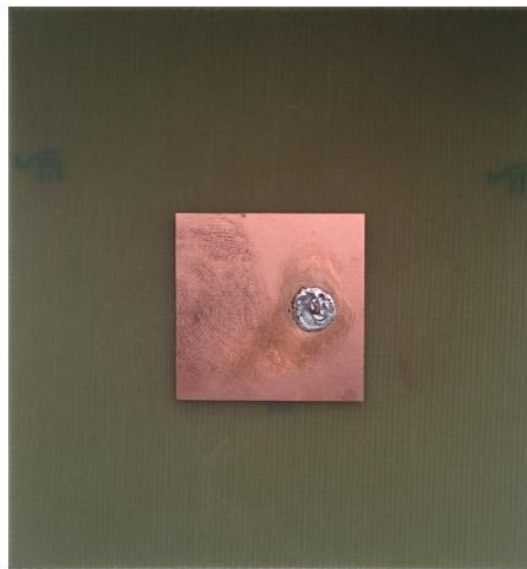


Рисунок 3.3 – Фотографія макету квадратної МПА

Спроекований макет квадратної мікрополоскової антени показав наступні результати вимірювань:

- робоча частота – 2493 МГц;
- КСХ на робочій частоті – 1,046;
- смуга робочих частот за рівнем КСХ = 2 становить 46,5 МГц,

Що у відсотковому співвідношенні (відносна смуга робочих частот) становить 1,9 %.

Для більш наочного порівняльного аналізу результати розрахунку і експерименту відображені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Порівняльні результати

Дані	Роб. частота	Мінімальн. КСХ	Смуга по рівню КСХ=2
Розрахункові	2,442 ГГц	1,025	50,9
Експеримент	2,493 ГГц	1.046	47,5

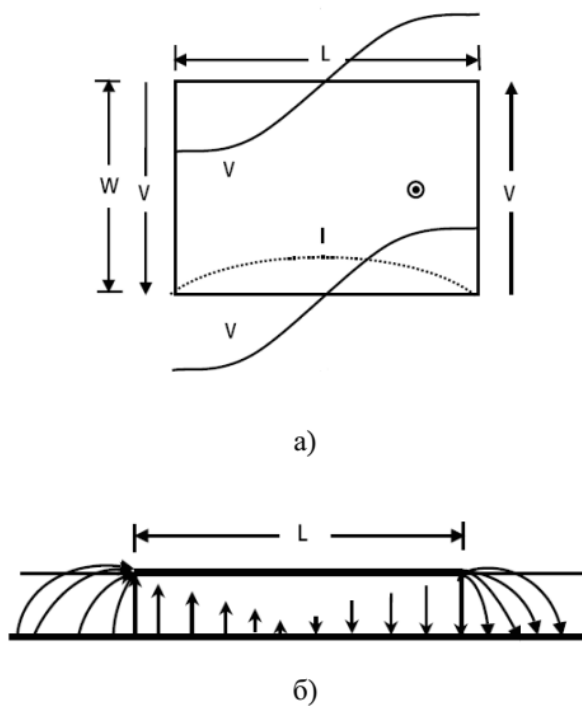
Дивлячись на отримані результати можна сказати, що теоретичні та експериментальні результати практично зійшлися і можна зробити висновок, що квадратна МСА має вузьку смугу робочих частот (близько 2% для даної підкладки), і отримана добротність далека від граничної.

Далі будуть розглянуті конструктивні засоби збільшення смуги робочих частот, але при цьому мають свої недоліки, які будуть розглянуті пізніше.

3.1 Дослідження багаторезонансного методу

У цьому підрозділі будуть описані методи щодо збільшення смуги робочих частот за рахунок збудження паразитних випромінювачів, розташованих поблизу випромінюючих і не випромінюючих крайок МСА. Якщо розглянути розподіл силових ліній електричного поля на поверхні

МСА (рис. 3.4,б) і розподіл модуля електричного поля (рис. 3.5), то можна помітити, що електричне поле в основному сконцентровано на краю МСА. І можна припустити, що взаємозв'язок між паразитними випромінювачами, розташованими поблизу випромінюючих крайок буде більше, оскільки напруженість електричного поля там приймає рівномірний вигляд, а в випадку їх розташування поблизу невиконуючих, де розподіл електричного поля змінюється по косинусоїдальному закону – менше.



а) розподіл електричного поля,

б) розподіл напруженості електричного поля

Рисунок 3.4 – Розподіл електричного поля і струму на поверхні МСА

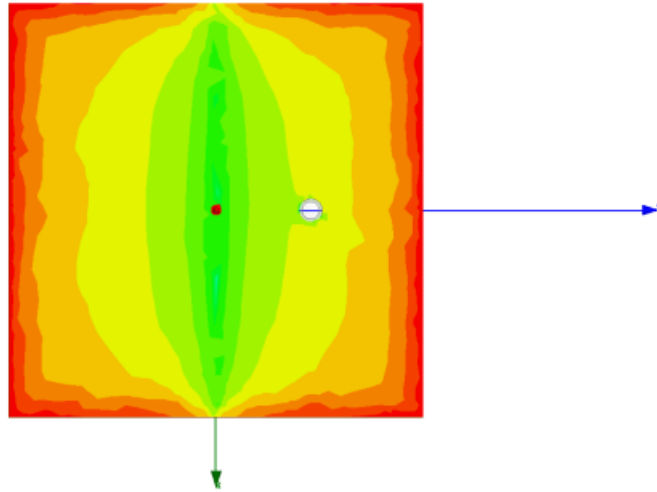


Рисунок 3.5 – Розподіл амплітуди електричного поля МСА

З цього випливає, що необхідно розташовувати паразитні випромінювачі ближче до невикористаних країв, на відміну від випромінюючих.

Розглянемо випадок при додаванні паразитного випромінювача поблизу випромінюючої кромки, показаний на рис. 3.6. Збуджується один активний випромінювач з резонансним розміром L за допомогою коаксіальної лінії передачі. На деякій відстані s від нього розташований пасивний випромінювач поблизу випромінюючої кромки активного випромінювача, що має резонансний розмір L_1 , причому ширина випромінювачів береться рівній, оскільки ширина не так сильно впливає на резонансну частоту випромінювача.

Резонансний розмір для активного і пасивного випромінювачів визначимо аналогічно ранніх розрахунків з розмірами $W = L = 28$ мм і точкою живлення $x = 6,6$ мм, а резонансний розмір пасивного випромінювача визначимо трохи меншим, ніж резонансний розмір активного $L_1 = 27,7$ мм і за $z_{\text{орс}} = 0,2$ мм.

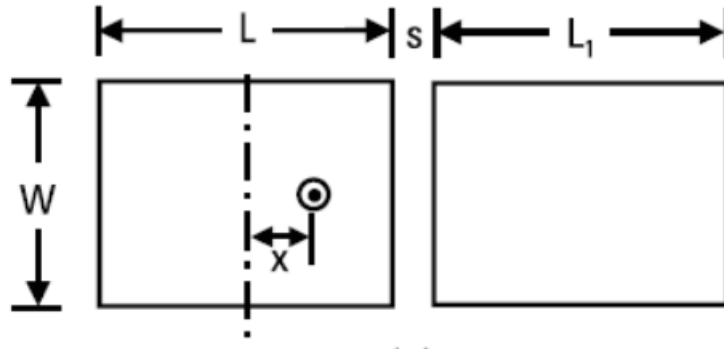


Рисунок 3.6 – Топологія багатрезонансного методу з одним пасивним випромінювачем поблизу випромінюючої кромки

Як можна помітити на рисунку 3.7 у характеристиці з'являється другий резонанс, обумовлений збудженням паразитного випромінювача, резонансна частота якого вище, щодо активного. При цьому, можна помітити на рис. 3.7, що утворюється петля, регулюючи яку можна збільшити смугу робочих частот. Також при додаванні паразитного випромінювача зменшується вхідний опір всієї антени, що необхідно компенсувати зміщенням точки живлення ближче до краю МСА.

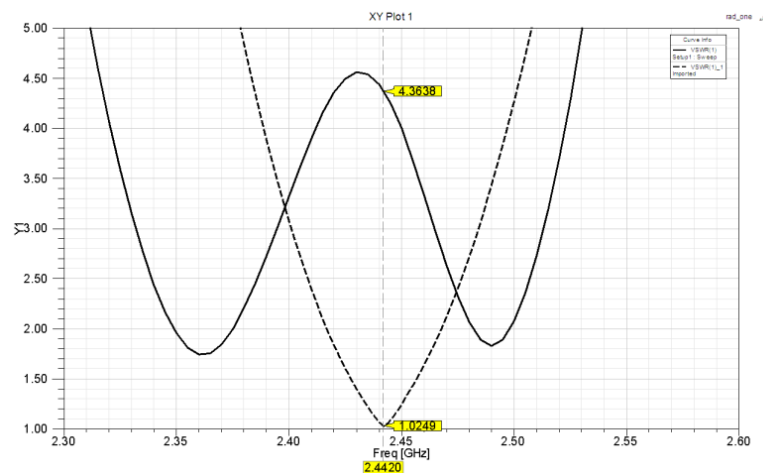


Рисунок 3.7 – Частотна залежність КСХ при додаванні паразитного випромінювача

Суцільна лінія (-) при додаванні паразитного випромінювача, пунктирна лінія (- - -) без паразитного випромінювача.

Таким чином, для досягнення максимальної широкосмуговості при додаванні одного паразитного випромінювача необхідно, щоб утворювалася петля на спрямованій характеристиці КСХ. При оптимальних розмірах $W = L$ 28,78 мм, $L_1 = 28,3$ мм, $s = 0,5$ мм, $x = 12,2$ були отримані наступні результати, модель якої показана на рис. 3.8.

Для знайдених оптимальних розмірах ширина смуги робочих частот за рівнем КСХ = 2 досягає 128,6 МГц (5,2%), що приблизно в 2,5 рази більше квадратної одиничної МСА. Для даного методу при додаванні одного паразитного випромінювача добротність становить 13,43, а добротність $Q_{\text{доп}} = 0,834$ (рис. 3.9).

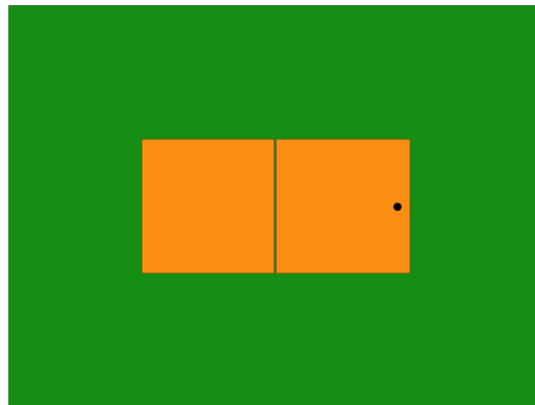


Рисунок 3.8 – Модель багаторезонансного методу з одним паразитним випромінювачем

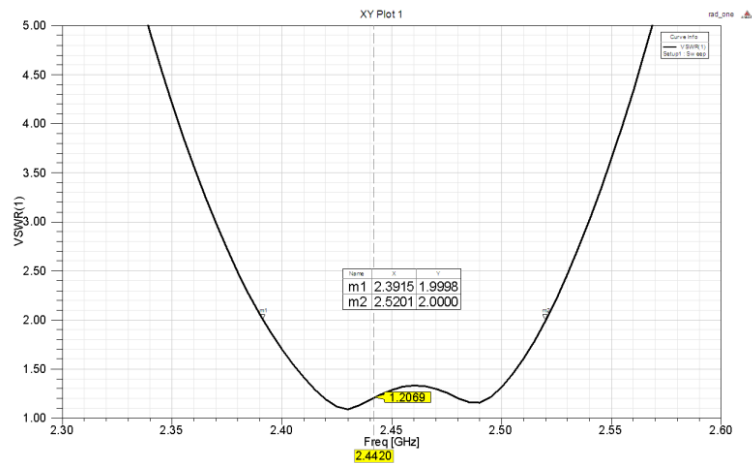


Рисунок 3.9 – Частотна залежність КСВ при оптимальних розмірах пасивного випромінювача

Однак, при додаванні паразитного випромінювача спотворюється діаграма спрямованості і набуває несиметричний вигляд. Це пов'язано з фазовою затримкою збудження паразитного випромінювача. На рис. 3.10 показана діаграма спрямованості при додаванні паразитного випромінювача вН ($\varphi = 0^\circ$) і Е ($\varphi = 90^\circ$) площинах, де можна помітити зміщення максимуму в Е-площині. На низькій частоті в основному збуджується активний випромінювач і діаграма спрямованості виглядає симетричною. Але при збільшенні частоти збудження максимум діаграми спрямованості зміщується в бік паразитного випромінювача, оскільки збуджується переважно пасивний випромінювач на даній частоті, а активний має фазову затримку.

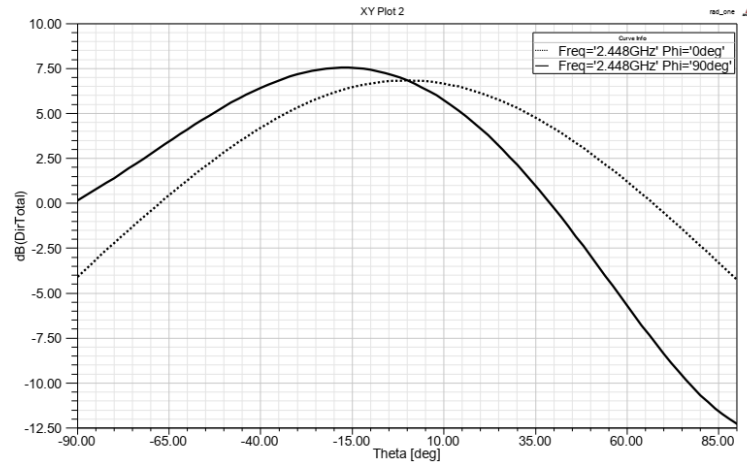


Рисунок 3.10 – Діаграма спрямованості в головних площинах на робочій частоті (2442 МГц)

Однак, можна помітити, що в Н-площині спотворення діаграми спрямованості не спостерігається (рис. 3.11).

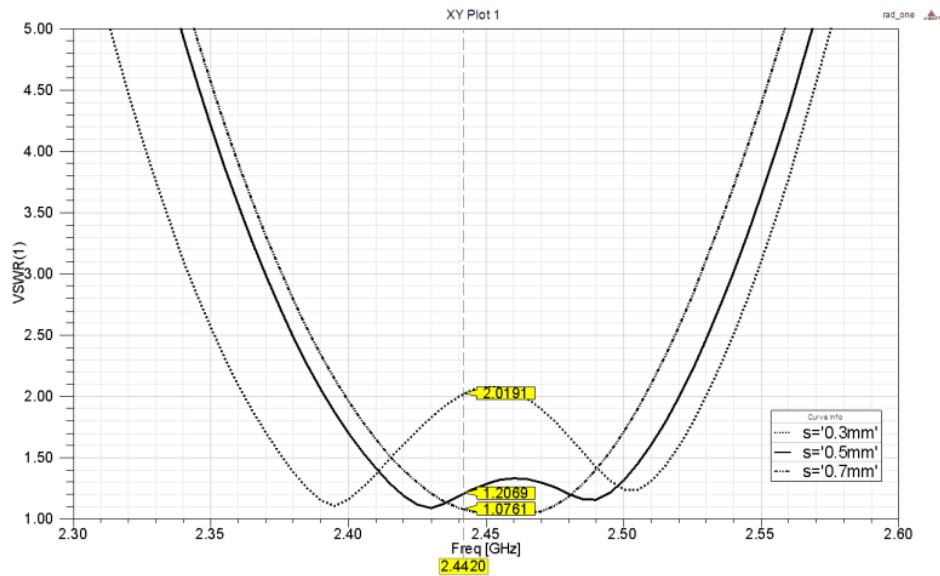


Рисунок 3.11 – Частотна залежність КСХ при зміні зазору між випромінювачами

При збільшенні зазору між випромінювачами взаємний зв'язок між ними стає менше, оскільки силові лінії електричного поля частково замикаються на паразитному випромінювачі, що тягне за собою зменшення радіусу петлі на характеристиці. Таким чином, можна підібрати зазор, для досягнення необхідної смуги робочих частот.

При зміні резонансного розміру пасивного випромінювача відбувається зміщення робочої частоти. При збільшенні резонансного розміру робоча частота зменшується. Це ж еквівалентно переміщенню вбік меншої частоти по залежності від вхідного опору (рис. 3.12).

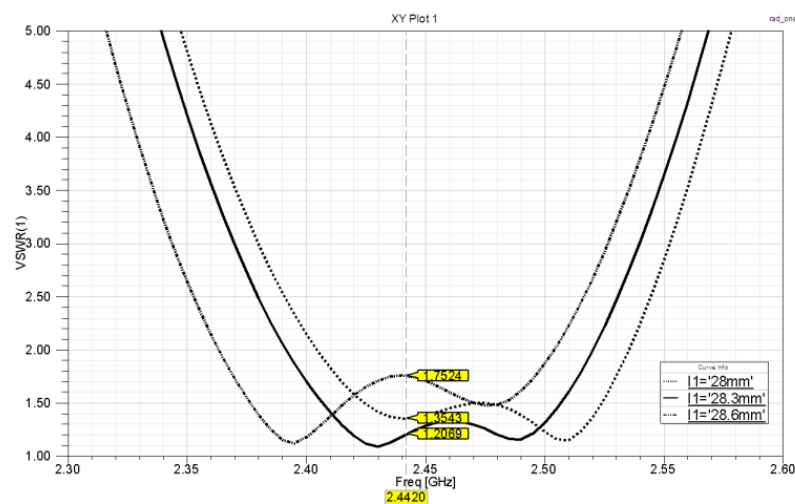


Рисунок 3.12 – Частотна залежність КСХ при зміні резонансного розміру пасивного випромінювача

Розглянемо випадок, коли додано ще один пасивний випромінювач. При додаванні поблизу активного двох паразитних випромінювачів (рис. 3.13), резонансні розміри яких відрізняються один від друга. Ширина випромінювачів залишається постійна, а змінюється тільки резонансний розмір випромінювачів. При утворенні другого резонансу можна збільшити смугу робочих частот.

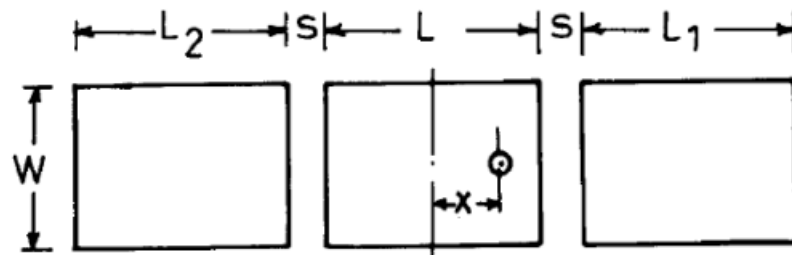


Рисунок 3.13 – Топологія багаторезонансного методу з двома пасивними випромінювачами поблизу випромінюючої кромки

У цьому випадку, коли два пасивних випромінювача мають однаковий резонансний розмір ($L_1 = L_2$), створюється один додатковий резонанс (рис. 3.15). Модель з рівними паразитними випромінювачами можна спостерігати на рис. 3.14, вона має наступні розміри: $W = L = 28,78$ мм, $L_1 = L_2 = 28,2$ мм, $s = 0,8$ мм, $x = 12,5$ мм. Для даної моделі з рівними паразитними випромінювачами ПРЧ $\Delta f = 130,9$ МГц (5,4%), добротність становить $Q = 13,191$, а граничне значення добротності $Q_{\text{доп}} = 0,507$.

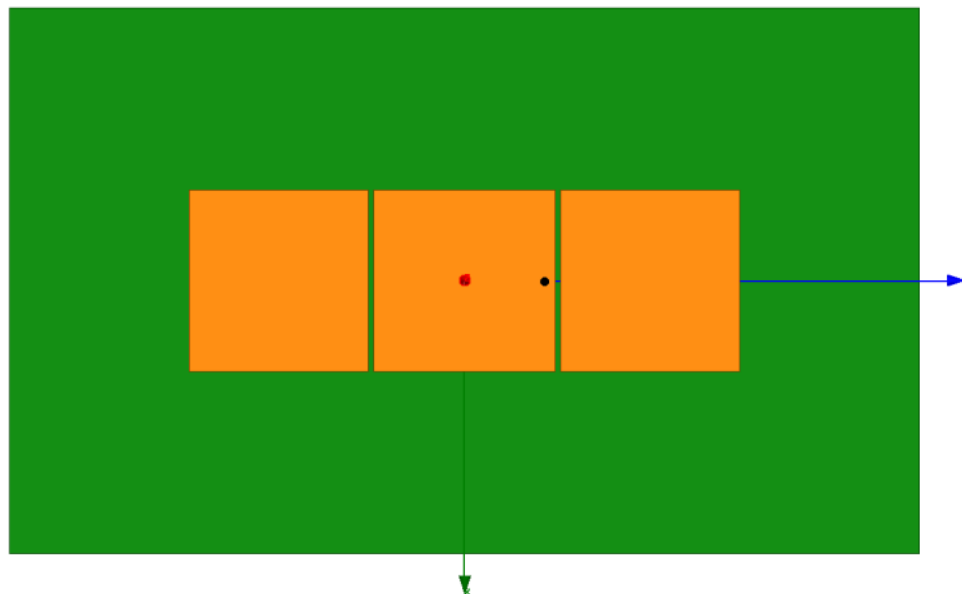


Рисунок 3.14 – Модель багаторезонансного методу з двома рівними паразитними випромінювачами поблизу випромінюючих кромок

При оптимальних розмірах з нерівним паразитними випромінювачами ($W = L = 29,07$ мм, $L_1 = 29$ мм, $L_2 = 28,05$ мм, $s = 0,5$ мм, $x = 14$) з двома пасивними випромінювачами (рис. 3.15) була досягнута смуга робочих частот за рівнем КСХ = 2 $\Delta f = 204,8$ МГц (8,4%). Для даної моделі добротність становить $Q = 8,431$, а граничне значення добротності $Q_{\text{доп}} = 0,503$.

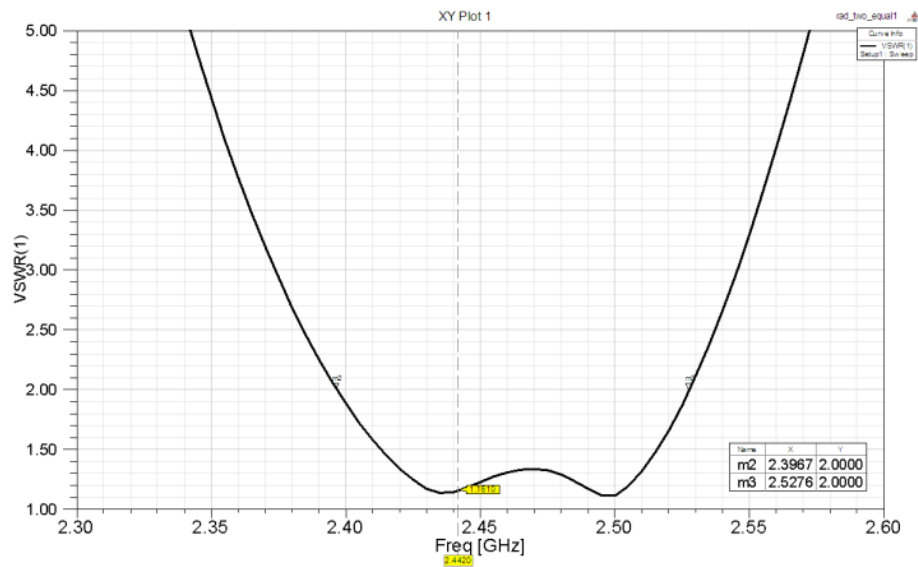


Рисунок 3.15 – Частотна залежність КСХ з двома рівними паразитними випромінювачами

Як можна помітити на рис. 3.16 на низькій частоті збуджується переважно активний випромінювач (рис. 3.17,а), а пасивні збуджуються з деякою фазою, і діаграма має симетричний вид, максимум якої спрямований по нормалі від випромінювача. При збільшенні частоти збуджуються і пасивні випромінювачі (рис. 3.17,б), спотворюючи діаграму спрямованості в Е-площині (рис. 3.17). Однак значною варіації в Н-площині не спостерігається.

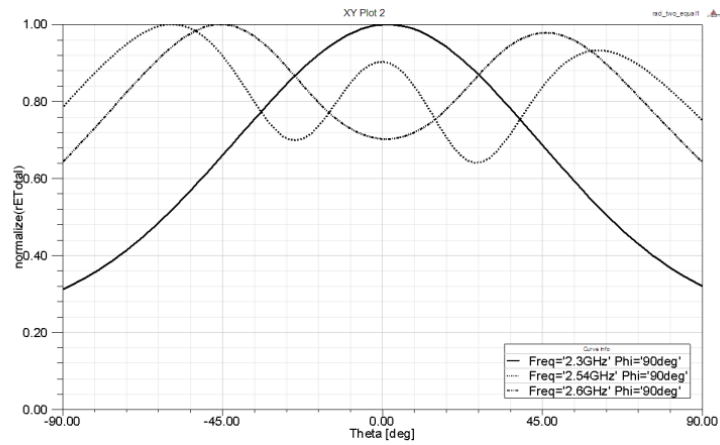
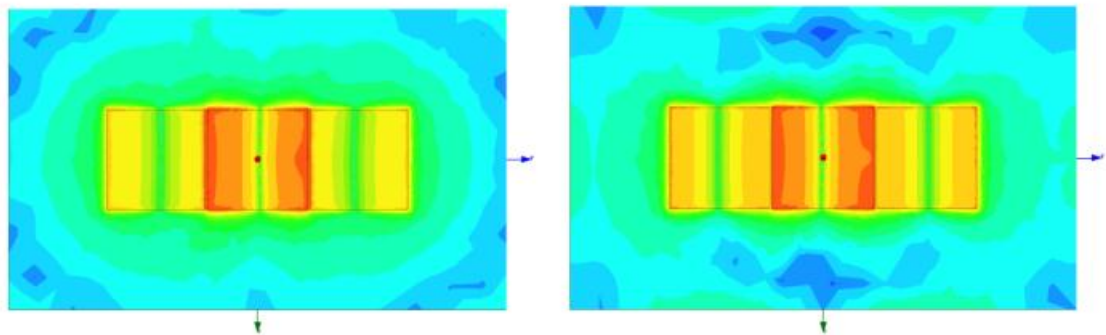


Рисунок 3.16 – Діаграма спрямованості в Е-площині з рівними паразитними випромінювачами при варіації частоти



а) частота 2,3 ГГц

б) частота 2,6 ГГц

Рисунок 3.17 – Розподіл електричного поля на поверхні підкладки

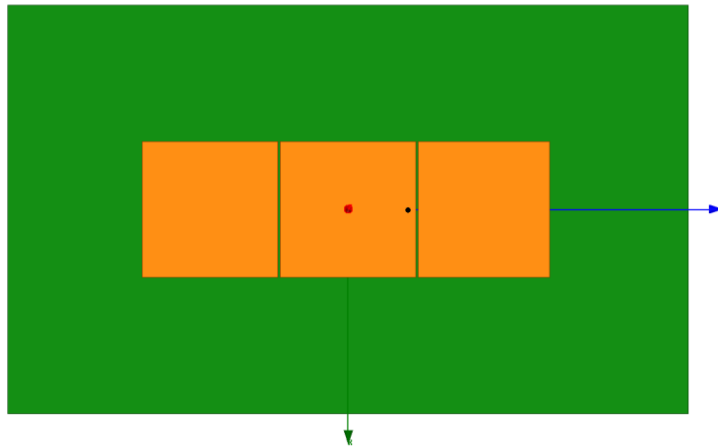


Рисунок 3.18 – Модель багаторезонансного методу з двома нерівними паразитними випромінювачами поблизу випромінюючих кромчок

Тут, також як з одним пасивним випромінювачем – діаграма спрямованості спотворюється, максимум діаграми спрямованості якої зміщується в Е-площині в бік збудження випромінювача (рис. 3.19), це пов'язане з фазовою затримкою інших випромінювачів, тим самим утворюючи якусь антенну решітку, яка має дискретний фазовий розподіл.

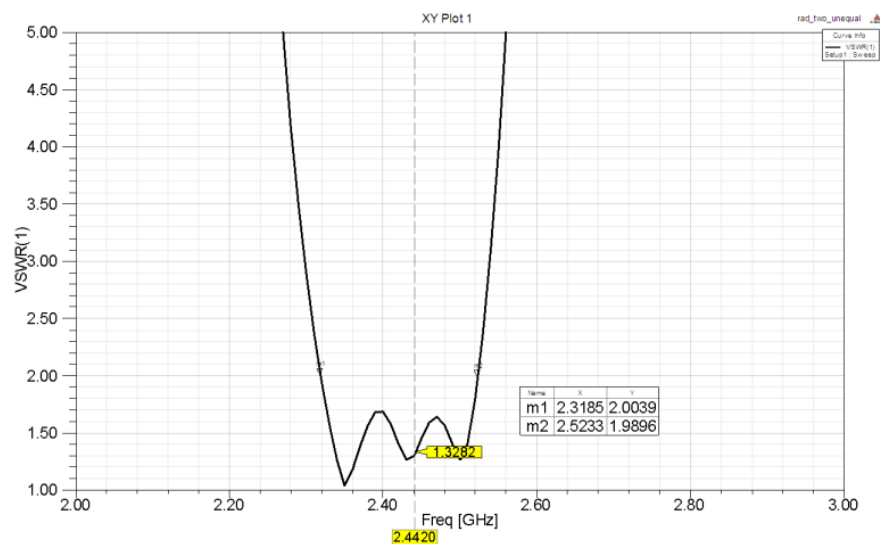


Рисунок 3.19 – Частотна залежність КСХ з двома нерівними паразитними випромінювачами

Як було сказано раніше (в підрозділі 3.1), зазор s між активним і пасивними випромінювачами повинен бути менше, оскільки розподіл поля поблизу невикромінюючих крайок нерівномірний. Так як методи по налаштуванню паразитних випромінювачів поблизу випромінюючих крайок схожі з паразитними випромінювачами поблизу невикромінюючі крайок, то в цьому розділі будуть наведені тільки результати розрахунків і зроблені відповідні висновки:

- а) довжина зазору регулюється радіусом петлі на характеристиці (зі збільшенням зазору радіус петлі зменшується);
- б) резонансним розміром пасивних випромінювачів регулюється положення петлі на частотній залежності (рис. 3.20, 3.21).

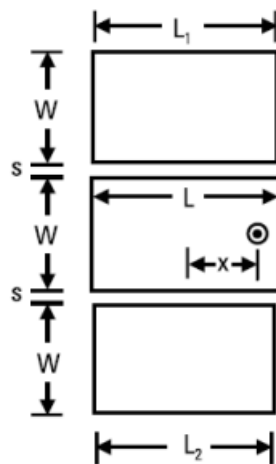


Рисунок 3.20 – Топологія багаторезонансного методу з двома пасивними випромінювачами поблизу невикромінюючої кромки

Як можна помітити на рис. 3.22 відображені дві залежності, при рівних і нерівних паразитних випромінювачі. При додаванні паразитних випромінювачів ширина смуги робочих частот збільшується, при рівних паразитних випромінювачах – 145,9 МГц (5,9 %), при нерівних – 178,9 МГц (7,3 %).

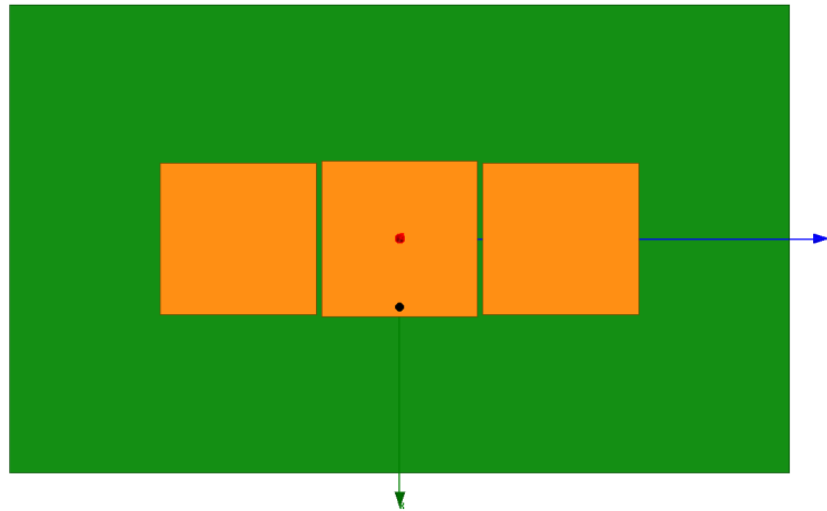


Рисунок 3.21 – Модель багаторезонансного методу з двома нерівними паразитними випромінювачами поблизу не випромінюючих крамок

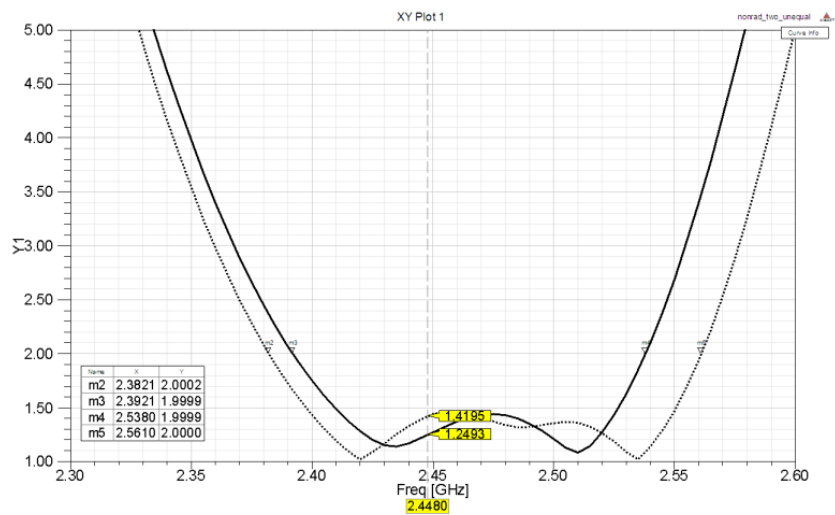


Рисунок 3.22 – Частотна залежність КСХ з двома рівними (-) і нерівними (- -) паразитними випромінювачами поблизу не випромінюючих крайок

Багаторезонансний метод є сукупністю з представлених раніше конструктивних способів розширення смуги робочих частот. При розташуванні чотирьох пасивних випромінювачів поруч з чотирма випромінюють і не випромінюють гранями можна домогтися збільшення смуги робочих частот і коефіцієнта посилення. Причому, як говорилося раніше, зазор між не випромінюючі гранями необхідно вибирати менше щодо випромінюючих граней в зв'язку з меншим взаємним зв'язком поля від активного випромінювача.

Величина зазору між активним і пасивним випромінювачами залежить від параметрів використовуваного діелектрика ϵ і h . Якщо величина зазору буде занадто маленька, то взаємозв'язок між випромінювачами буде надмірним, і діаметр петлі утвореної на діаграмі Сміта буде перевищувати окружність, описану $KCB = 2$, що є неприйнятним для узгодження. З іншого боку, якщо взяти зазор занадто великий, то діаметр петлі буде дуже малий, і ширина смуги робочих частот зменшиться. Тому для наближеного розрахунку варто приймати величину зазору для випромінюючих граней – $0,8 \cdot h$, для не випромінюючих граней – $0,3 \cdot h$. І варто відзначити, що положення точки живлення активного випромінювача завжди зрушено по відношенню до одиночного випромінювача, особливо це позначається при досить високих підкладках, де точка збудження знаходиться майже на краю МСА. Дана методика служить для початкового наближення з розрахунку резонансних розмірів і подальшого проектування широкосмугових мікросмужкових антен і може розглядатися для настройки чотирьох і більш пасивних випромінювачів.

У деяких випадках не реалізуємо метод збільшення широкосмугового шляхом близького розташування пасивних випромінювачів, і для з'єднання активного і паразитних випромінювачів застосовують тонкі полоскові лінії для підвищення взаємної зв'язку між ними (рис. 3.23).

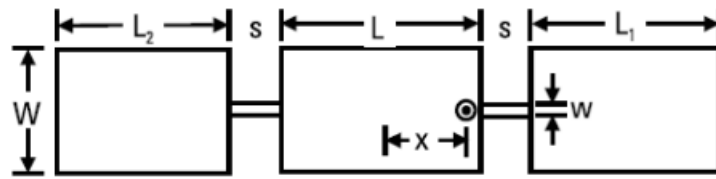


Рисунок 3.23 – Топологія зв'язанного багаторезонансного методу

Пасивні випромінювачі розташовуються поблизу випромінюючих граней активного випромінювача і безпосередньо приєднані до нього за допомогою відрізків тонких смужкових ліній. Смужкові лінії контактують з гранями і розташовуються посередині. Ширина смужкової лінії береться більш $2 \cdot h$ для мінімізації взаємного впливу між випромінювачами. Цей метод дозволяє збільшити смугу робочих частот в 5 разів. Так само, як у випадку розташування паразитних випромінювачів поблизу активного випромінювача з зазором, діаграма спрямованості в Е-площині спотворюється – максимум діаграми спрямованості зміщується в протилежну сторону від випромінювача, а в Н-площині діаграма залишається симетричною.

Для цього методу також можливе розширення смуги робочих частот за рахунок додавання паразитних резонансних випромінювачів, розташованих поблизу невиконуючих граней. Так як розподіл електричного поля вздовж невиконуючих граней не завжди постійний і змінюється по косинусоїдальному закону, необхідно розташовувати їх ближче до активних випромінювачів. Мінусом даного методу, як і без використання мікросмужкової лінії є зміщення максимуму діаграми спрямованості в площині Н. Застосовуючи ці методи в сукупності при розташуванні паразитних випромінювачів поблизу активного з чотирьох граней можна розширити смугу робочих частот до 24 %, що приблизно в 7 разів більше одиночної мікрополоскової антени.

Для аналізу збільшення смуги робочих частот цим методом було створено модель (рис. 3.24-3.26).

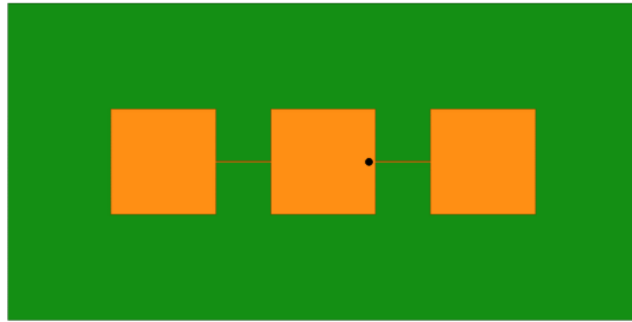


Рисунок 3.24 – Модель багаторезонансного методу при безпосередньому зв'язку паразитних елементів

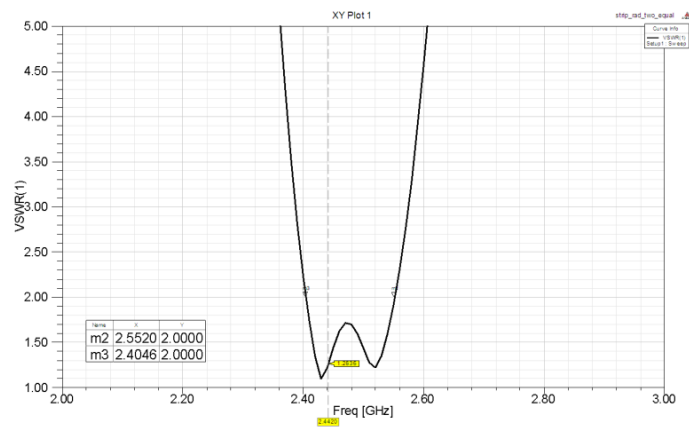


Рисунок 3.25 – Частотна залежність КСХ

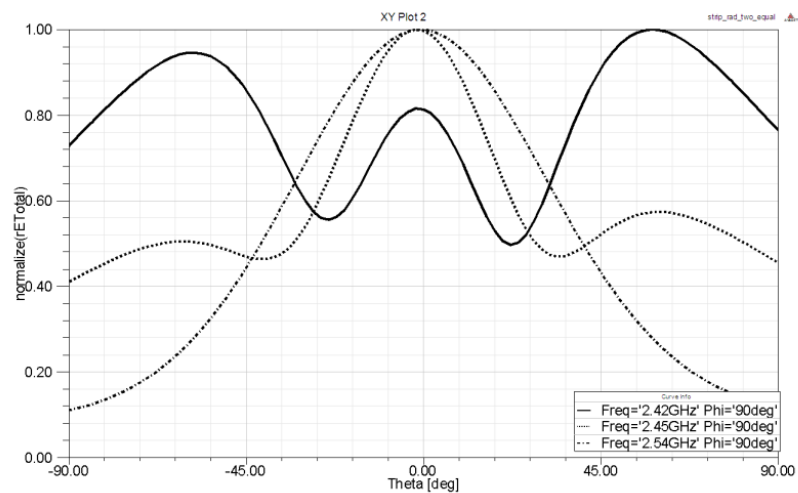


Рисунок 3.26 – Діаграма спрямованості в Е-площині при варіації частоти

Одним з недоліків багато резонансного методу є великі електричні розміри утворюваних конструкцій, в зв'язку з чим, відсутні можливості використання МСА в якості елемента решітки. Проте, даний метод дозволяє збільшити коефіцієнт посилення антени. Для зменшення габаритів антени можна використовувати такі конфігурації із загальним розміром менше довжини хвилі:

- використовувати закорачиваючі паразитні випромінювачі;
- використання печатних диполів (вібраторів) поблизу невикористовуваних граней активного випромінювача;
- використання пов'язаних печатних диполів (вібраторів).

Ця конфігурація (рис. 3.27) може бути використана з розглянутими раніше способами – поблизу активного випромінювача розташувати пасивні, закорочені на кінці випромінювача. Для даного методу ширина смуги робочих частот становить 135,2 МГц. Використовуючи (3.6) добротність дорівнює 12,772, а граничне значення добротності (3.1) дорівнює 0,805. Причому, якщо подивитися на діаграму спрямованості при варіації частоти збудження спотворення в як в Е, так і в Н-площині незначні. До недоліків даного методу можна віднести складність реалізації, оскільки треба закоротки (рис. 3.28-3.30).

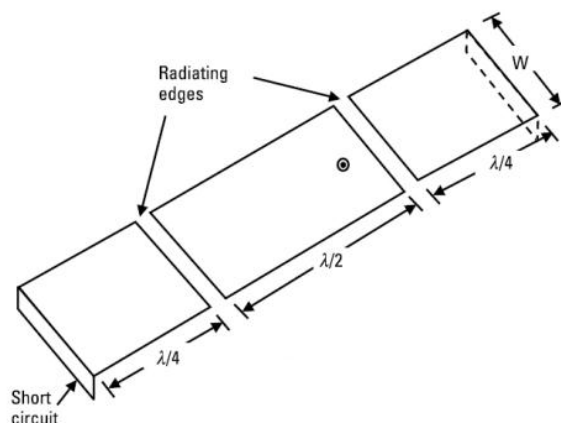


Рисунок 3.27 – Використання закорочених паразитних випромінювачів для збільшення смуги робочих частот

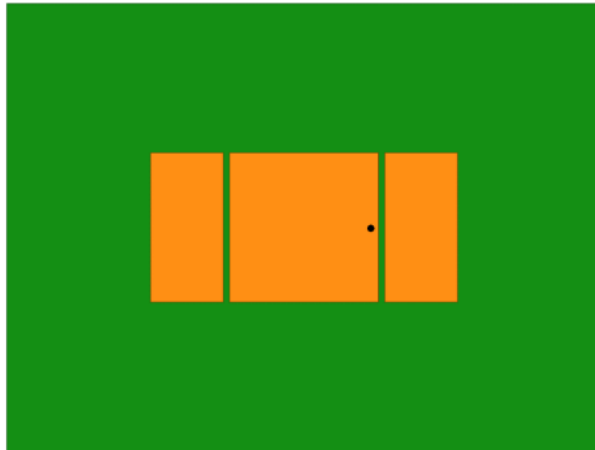


Рисунок 3.28 – Модель з закороченими паразітними випромінювачами поблизу випромінюючих крайок

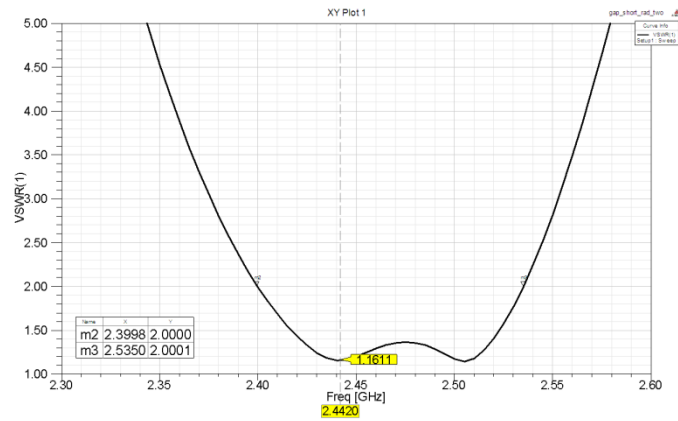


Рисунок 3.29 – Частотна залежність КСВ при закорочуючих паразитних випромінювачі

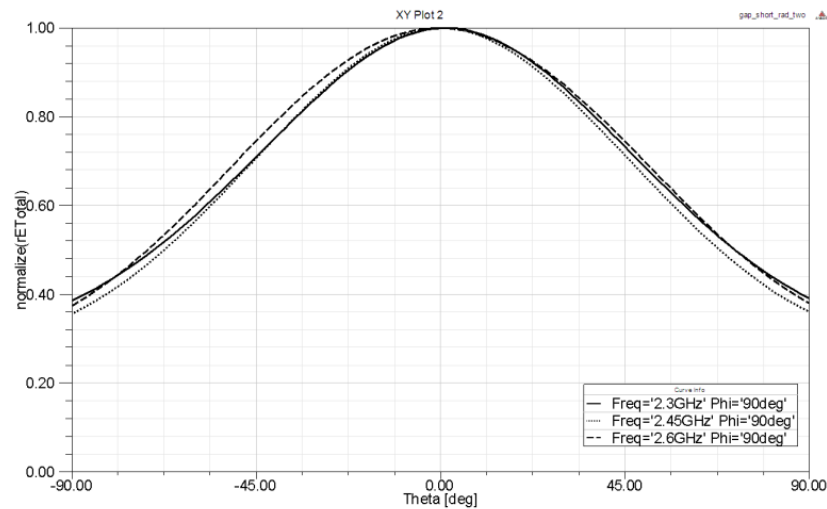


Рисунок 3.30 – Діаграма спрямованості в Е-площині при
варіації частоти

3.2 Дослідження багатошарового методу

У попередньому підрозділі був описаний багато резонансний метод розширення смуги робочих частот. У даного методу є ряд недоліків: великі габаритні розміри, що не дозволяє використовувати такий випромінювач як елемент антеної решітки; спотворення діаграми спрямованості в утворюваній смузі робочих частот, в зокрема, відхилення максимуму діаграми спрямованості.

У цьому підрозділі буде описаний подібний спосіб з використанням паразитних випромінювачів для розширення смуги робочих частот. Паразитні випромінювачі розташовуються не в одній площині, як було описано в попередньому підрозділі, а по шарах із застосуванням різних діелектричних підкладок. З застосуванням цього методу збільшується лише загальна висота антени, що дозволяє використовувати її в якості елемента антеної решітки.

У даній конфігурації застосовано два випромінювача, один з яких збуджується від коаксіальної лінії, а інший – пасивний, розташований над ним на певній висоті. Обидва випромінювача можуть бути виконані на різних підкладках. Для збільшення широкосмугового випромінювачі розносять, і поміщають між ними діелектричний матеріал за параметрами схожий з повітрям – пінопласт.

Орієнтація пасивного випромінювача може бути як пряма (випромінювачнаправлено сторону поширення хвилі), так і зворотна (випромінювач направлений в сторону активного випромінювача), що забезпечує додатковий захист від навколишнього середовища. Для досягнення максимальної широкосмугового необхідно забезпечити, щоб резонансні частоти активного і пасивного випромінювача були близькі один одному. Дана структура може бути застосована до мікросмугових випромінювачів будь-якої форми. Цей метод дозволяє досягти смуги робочих частот 10-30%. Збільшення ширини смуги робочих частот може бути досягнуто за рахунок збільшення загальної висоти антени, зниження ефективної діелектричної проникності підкладки.

Об'єктом дослідження даного методу буде служити тривимірна модель, яка показана на рис. 3.31, що складається з двох стеклотекстолитових підкладок, товщиною 2 мм. При оптимальних розмірах ($L_1 = 27,8$ мм, $L_2 = 28,4$ мм і $\Delta = 0$), дана модель володіє характеристиками, показаними на рис. 3.32.

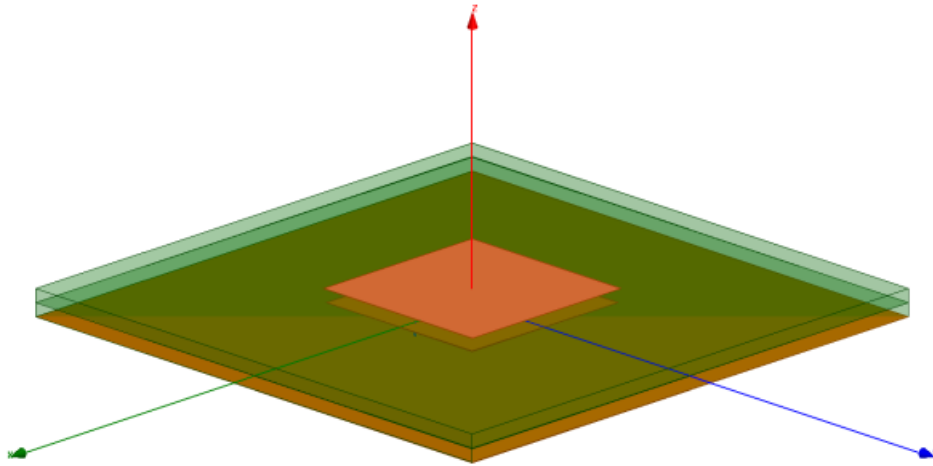


Рисунок 3.31 – Модель багатошарового методу збільшення широкоплосності МСА

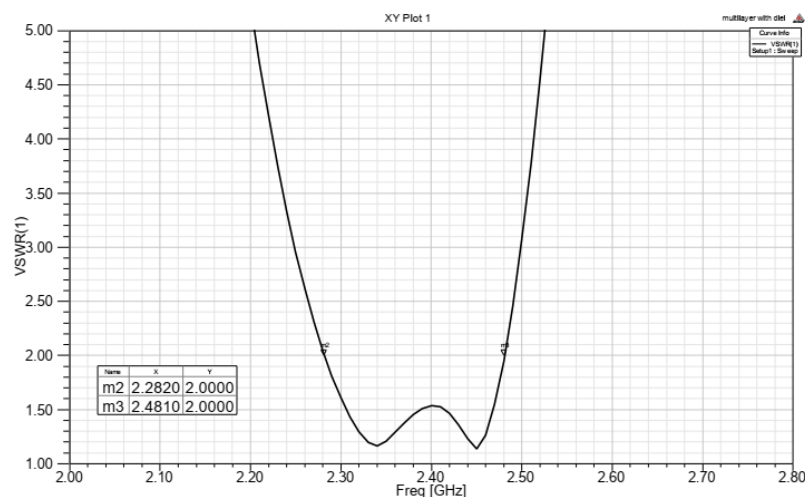


Рисунок 3.32 – Частотна залежність КСВ багатошарового методу при оптимальних розмірах

При даних розмірах ширина смуги робочих частот досягає 199 МГц (8,15%). Добротність для даної конфігурації складає 8,67, а межа $Q_{\text{доп}} = 1,876$.

Величина зазору безпосередньо впливає на ширину смуги робочих частот. Зі збільшенням повітряного зазору між випромінювачами Δ (підкладками) зменшується ефективна проникність верхнього

випромінювача, в зв'язку з чим резонансні розміри паразитного випромінювача збільшуються, і збільшується розв'язка між випромінювачами, що тягне за собою зменшення радіусу утвореної петлі на діаграмі (рис. 3.33).

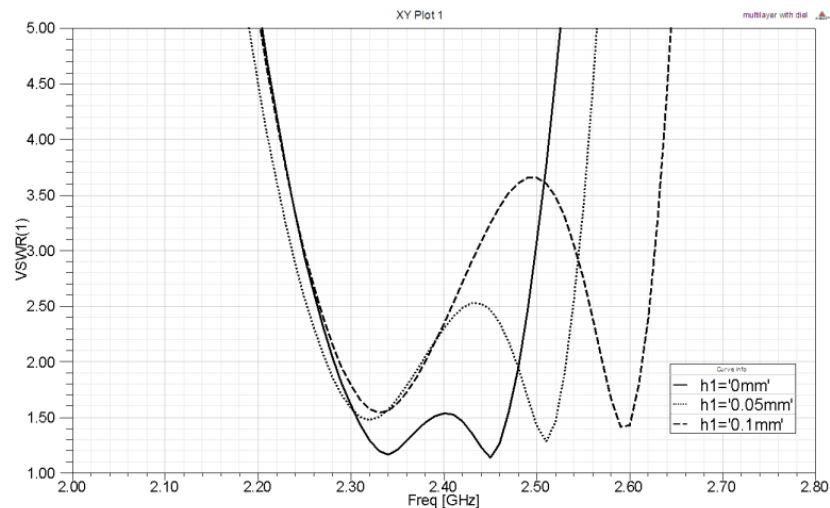


Рисунок 3.33 – Частотна залежність КСВ при варіації висоти підвісу паразитного випромінювача

При варіації розмірів пасивного випромінювача відбувається наступне: при малих розмірах в досліджуваному діапазоні частот на діаграмі повних опорів змін не відбувається, це пов'язано з тим, що резонансні частоти випромінювачів в досліджуваному частотному діапазоні сильно різняться. Знаближенням резонансних розмірів пасивного випромінювача до резонансних розмірів активного випромінювача, на діаграмі повних опорів утворюється петля в верхньому частотному діапазоні. При подальшому збільшенні розмірів резонансна частота зменшується, і наближається до резонансної частоти активного випромінювача, і петля робить поворот вбік зменшення частоти. Також збільшення резонансного розміру супроводжується збільшенням петлі, в зв'язку з більшою площиною взаємодії двох випромінювачів. Причому якщо порівнювати діаграму спрямованості в

отриманому частотному діапазоні, то можна відзначити, що зміни виявляються незначні, що є одним з переваг даного методу (рис. 3.34).

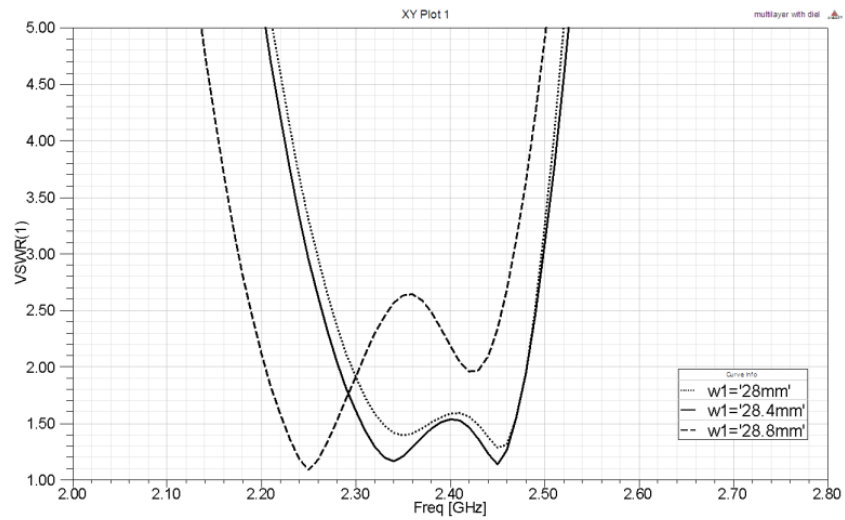


Рисунок 3.34 – Частотна залежність КСВ при варіації розміру пасивного випромінювача

4 РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ МАКЕТУ ШИРОКОСМУГОВОЇ МСА

Початкові дані:

- тип антени: спрямована чотиривходових смужкова антена;
- діапазон частот, $f = 2400 - 2500$ МГц;
- КСВ по входах: $\leq 1,5$;
- поляризація: лінійна в трьох площинах; кругова ліва і права;
- ширина ДН в головних площинах, $\Delta\Theta_{-3\text{ дБ}} = 60^\circ - 90^\circ$;
- розв'язка між входами антени, ≥ 28 дБ.

Параметри підкладки:

- діелектрична проникність, $\varepsilon = 4,4$;
- тангенс кута діелектричних втрат, $\text{tg}\delta = 0,02$;
- товщина підкладки, $h = 1$ мм;
- товщина металізації, $t = 35$ мкм.

Антенна система буде складатися з наступних блоків (рис. 4.1).

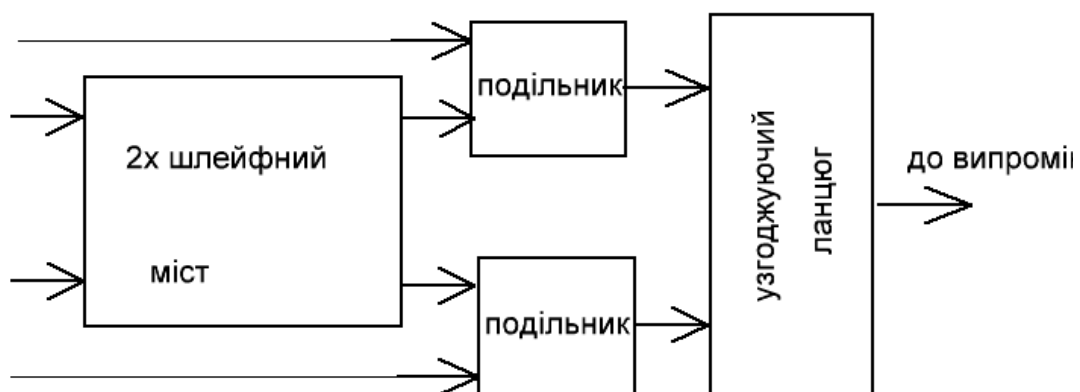


Рисунок 4.1 – Структурна схема антениої системи

Для забезпечення кругової поляризації мікросмугової антени (МСА) буде використовуватися конструкція з двома точками збудження зі зрушенням фаз в 90 градусів. За рахунок різниці фаз $\Delta\varphi = 90^\circ$ по входах 1 і 2 та в залежності від фази збудження буде здійснюватися ліва або праваполяризація. В якості відгалуджувача виберемо шлейфний квадратний спрямований відгалужувач, на виході якого плечі мають різницю в 90° , а вхідні плечі розв'язані. Розв'язуючим пристроєм по входах служить подільник Уілкінсона. Для узгодження випромінювачів буде служити чвертьхвильовий трансформатор.

4.1 Проектування шлейфного квадратного спрямованого відгалужувача

При порушенні входу 1 на виходах 2 і 4 з'являються дві хвилі. На виході 2 фази збігаються, а на виході 4 фаза відрізняється на π , тому відгалуження через шлейфи потужність з основної лінії буде надходити на вихід 2, і не надійде на вихід 4. При цьому фаза на виході плеча 4 відстає на $\pi/2$ від виходу плеча 2. З теорії спрямованих відгалужувачів на зв'язаних лініях передачі, по-перше, необхідно визначити коефіцієнт зв'язку по напрузі:

$$K = P_4 / P_1. \quad (4.1)$$

Так як потужність, що подається на вхід плеча 1, ділиться між плечима 2 і 4, то коефіцієнт зв'язку буде дорівнює 1/2 (рис. 4.2).

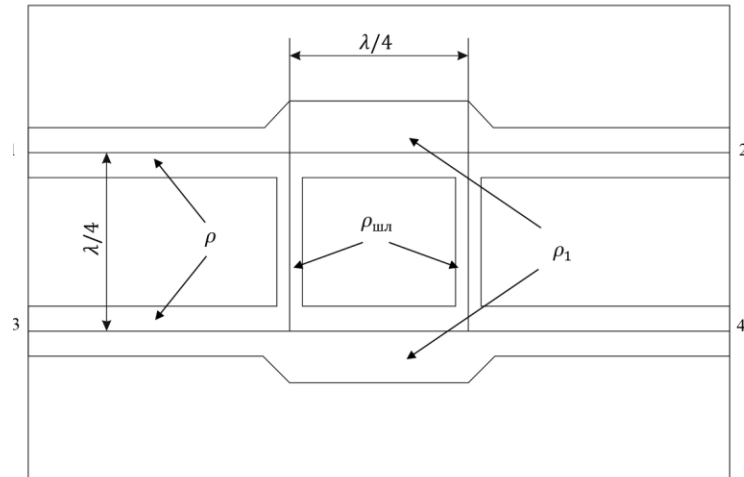


Рисунок 4.2 – Шлейфний квадратний спрямований відгалуджувач

Знаючи хвильовий опір мікрополоскової лінії плечей $\rho_0 = 50 \text{ Ом}$, можна знайти опори шлейфів $\rho_{\text{шл}}$ і ρ_1 :

$$\rho_1 = \rho_0 \cdot (1 - K^2), \quad (4.2)$$

$$\rho_{\text{шл}} = \rho_0 \cdot (1 - K^2) / K^2. \quad (4.3)$$

Визначимо ширини і довжини чвертьхвильових мікросмужкових ліній (МСЛ) для знайдених хвильових опорів (рис. 4.3).

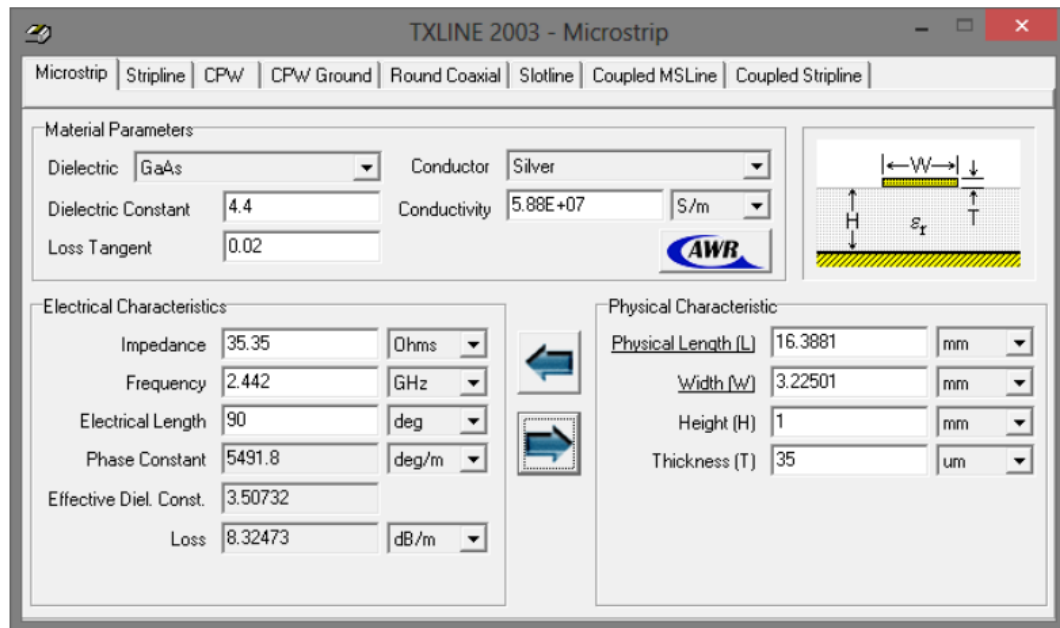


Рисунок 4.3 – Розрахунок ширини і довжини МСЛ с опором 35,35 Ом

Тепер створимо проект спрямованого відгалужувачі за схемою, показаною вище, з використанням заданої підкладки (рис. 4.4).

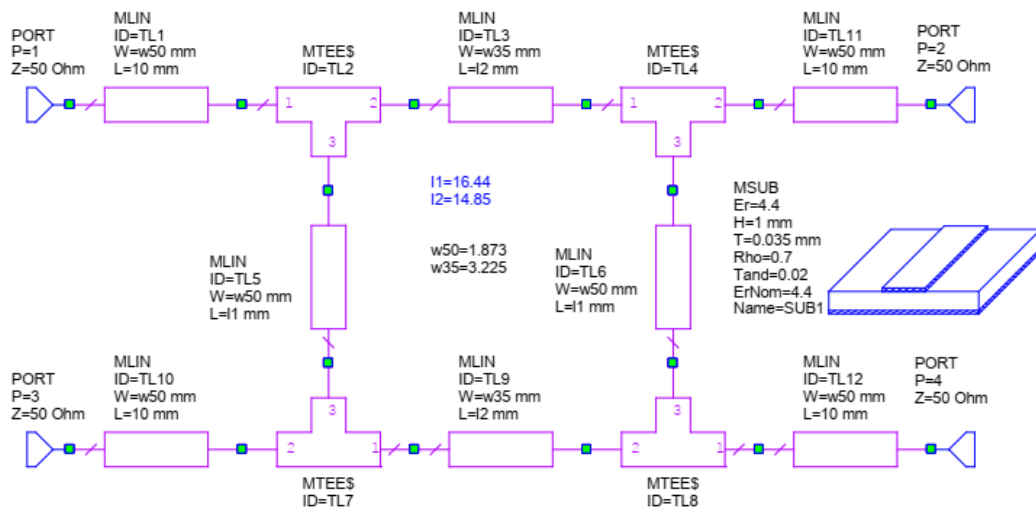


Рисунок 4.4 – Проект спрямованого відгалуджувача

Оскільки в AWR Design Environment є деяка особливість з елементами трійника, які мають ту ж довжину, що і ширину підводячих до ліній входів, і при цьому кільце має трохи більшу довжину, ніж необхідно, то скористаємося елементом налаштування «Tune» для забезпечення роботи спрямованого відгалуджувача на заданій частоті (рис. 4.5).

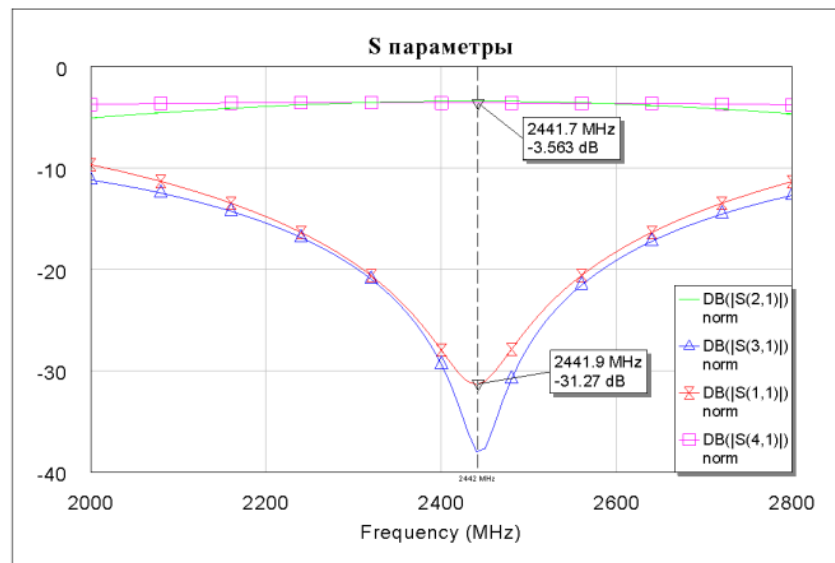


Рисунок 4.5 – S-параметри шлейфного квадратного спрямованого відгалуджувача

Для того щоб переконатися в різниці фаз вихідних плечей побудуємо ФЧХ відгалуджувача (рис. 4.6, 4.7).

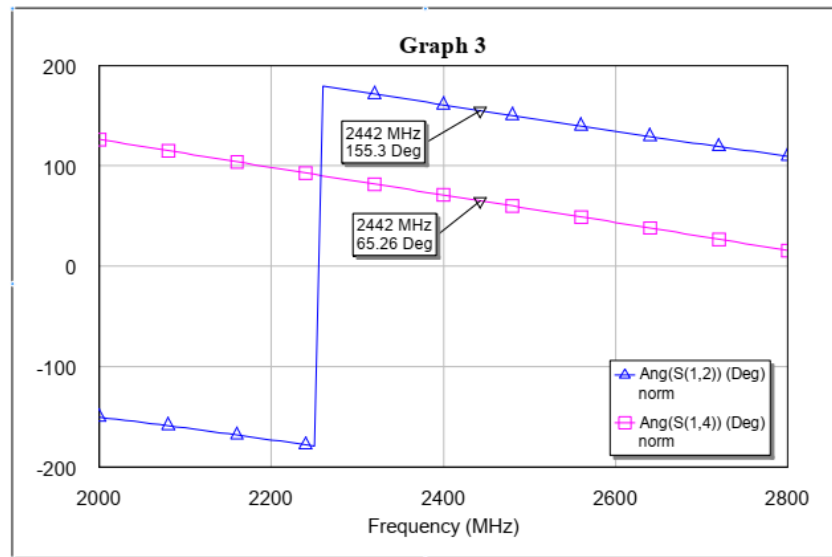


Рисунок 4.6 – Фазочастотна характеристика відгалужувача

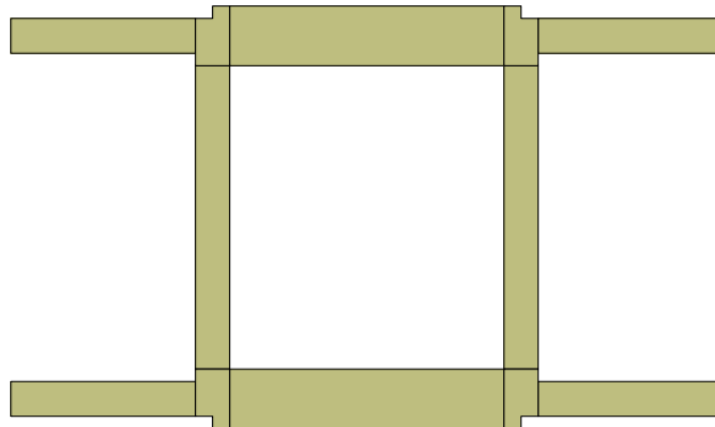


Рисунок 4.7 – Топологія спрямованого відгалуджувача

Оскільки подальше проектування буде виконувати в середовищі Ansys HFSS v.14, то експортуємо проект з AWR Microwave Office і розрахуємо створений спрямований відгалужувач.

Як видно з рисунку 4.8, збудження НВ моделювалося за допомогою хвильового порту Wave Port, з хвильовим опором 50 Ом. Матеріалом

підкладки обраний матеріал зі стандартної бібліотеки матеріалів в HFSS як FR4 (стеклотекстолит), параметри якого відповідають необхідним. Для показаної моделі були побудовані залежності модуля коефіцієнта відбиття з першого плеча на всі інші. Для контролю різниці фазвихідних плечей була побудована фазо-частотна характеристика.

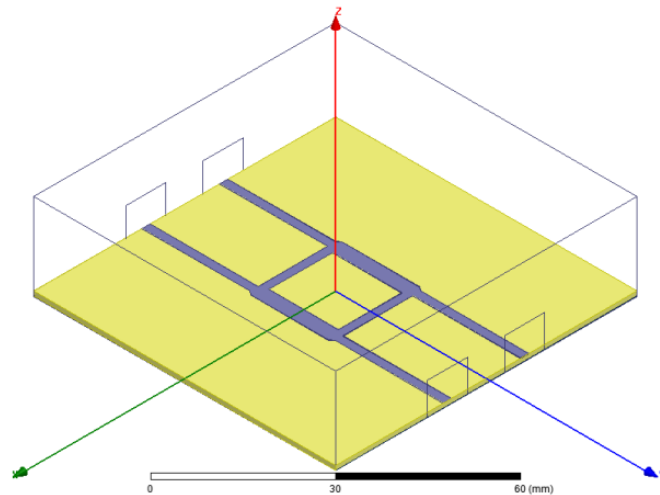


Рисунок 4.8 – Модель спрямованого відгалужувача

Результати проектування вказані на рисунку 4.9.

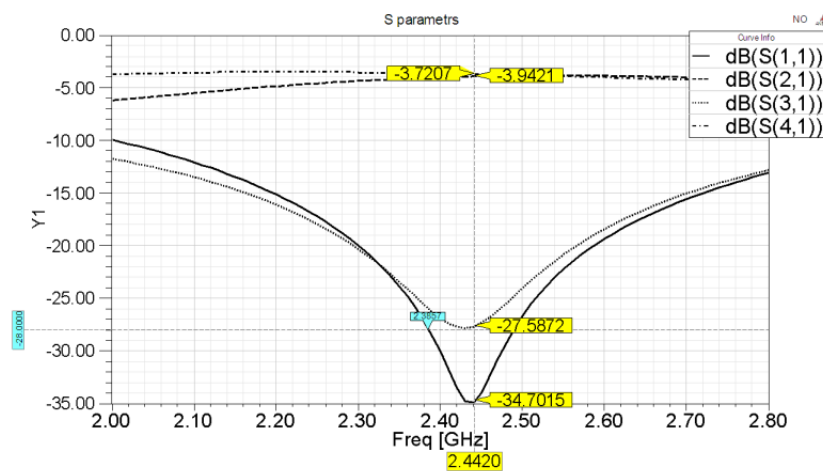


Рисунок 4.9 – Модуль коефіцієнта відбиття з першого на всі інші плечі

Як видно з графіку, рис. 4.9, розподіл вихідних плечей становить – 3,72 дБ на 4 плече і – 3,94 дБ на друге, що знаходиться в межах допустимого. Ідеальний розподіл на вихідні плечі відповідає рівню – 3 дБ, розв'язку між вхідними плечима потрібно забезпечити – 28 дБ. Дану вимогу складно забезпечити на підкладці з склотекстоліта, зважаючи на великі втрат у діелектрику. При проектуванні вдалося домогтися мінімального значення коефіцієнта передачі з першого на третє плече на робочій частоті – 27,58 дБ, що не задовольняє вимогам (рис. 4.10).

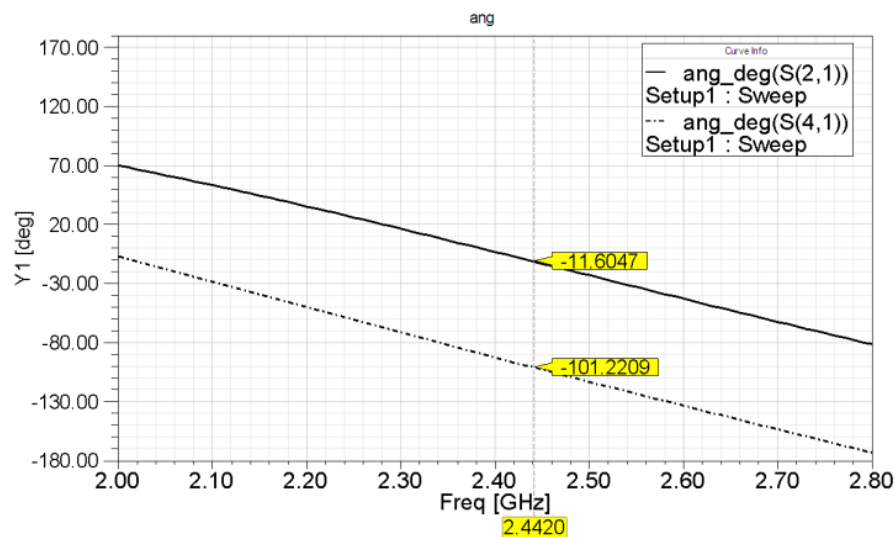


Рисунок 4.10 – Фазочастотна характеристика між 2 і 4 плечем
при збудженні 1-го плеча

При проектуванні спрямованого відгалужувачі вдалося домогтися різниці фаз вихідних плечей в 89,62 градуса. Даний результат можна вважати задовольняє вимогам для забезпечення кругової поляризації. Неповна відповідність на пряму пов'язана з отриманим коефіцієнтом еліптичності (рис. 4.11).

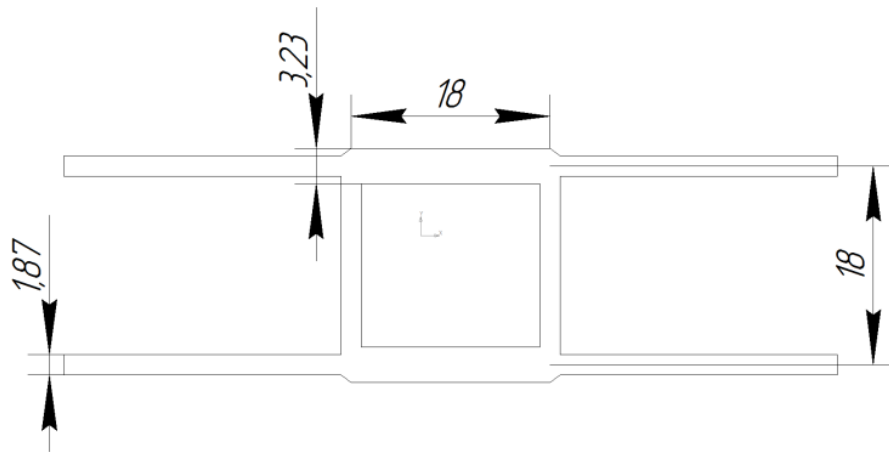


Рисунок 4.11 – Топологія спрямованого відгалужувача з розмірами

4.2 Проектування подільника Уїлкінсона

Цей пристрій являє собою шестиполіуснік, при збудженні одного з входів якого, потужність ділиться між вихідними плечима пополам. Конструкція мостового пристрою виконана мікросмужковою лінією, зображена на рис. 4.12. Вона складається з 3 смужкових ліній, одна з яких з'єднана четверть хвильовими відрізками лінії з хвильовим опором $\sqrt{2} \cdot r$, між вихідними плечима встановлений резистор номіналом $2 \cdot r$.

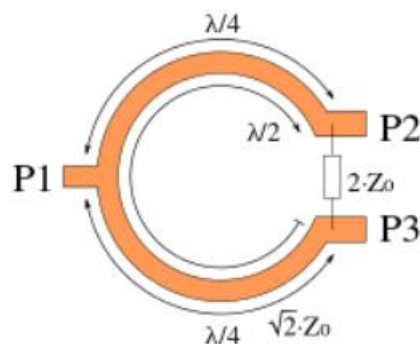


Рисунок 4.12 – Міст Уїлкінсона

На рис.4.13 показана мікросмужкова модель подільника.

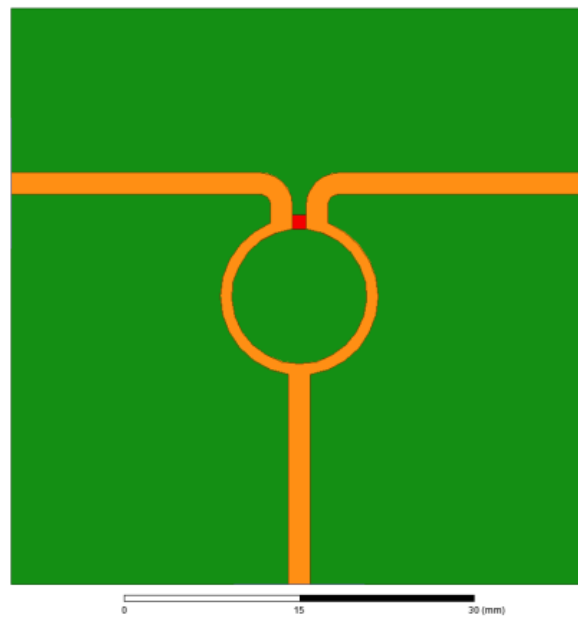


Рисунок 4.13 – Модель мостового пристрою Уїлкінсона

Результати проектування зазначено на рисунку 4.14.

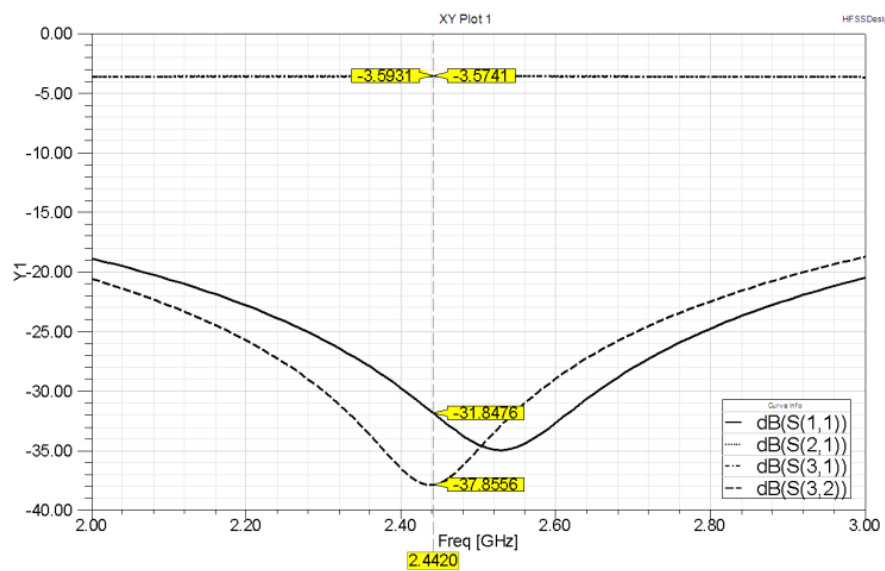


Рисунок 4.14 – S-параметри моста Уїлкінсона

4.3 Проектування мікросмужкової антени

Моделювання буде виконуватися в середовищі Ansys HFSS v.14 методом кінцевих елементів без діелектричного заповнення при висоті $h = 3$ мм. За необхідними характеристиками необхідно забезпечити $K_{CB} \leq 1.5$ в робочій смузі частот, і кругову ліву і праву поляризацію. Кріплення у вигляді стійки, діаметром 6 мм буде розташовуватися в центрі МСА, оскільки центр відповідає нульовому падінню напруги і нульовому вхідному опору. Форма випромінювача – квадратна.

Для подальшого проектування скористаємося наближеними формулами для розрахунку мікрополоскової антени.

Центральна частота:

$$f_0 = f_n + (f_b - f_n) / 23 = 2442 \text{ МГц.} \quad (4.4)$$

Довжина хвилі:

$$\lambda_0 = c / f_0 = 3 \cdot 10^8 / 2,442 \cdot 10^9 = 122,8 \text{ мм.} \quad (4.5)$$

Резонансний розмір:

$$W = 0,48 \cdot \lambda_0 / \varepsilon = 0,48 \cdot 122,8 / 1 = 58,9 \text{ мм.} \quad (4.6)$$

Провідність випромінювання:

$$G = \pi / 377 \cdot W / \lambda_0 = 3,14 / 377 \cdot 58,9 / 122,8 = 3,994 \cdot 10^{-3} \text{ См.} \quad (4.7)$$

Координата точки живлення:

$$y_0 = W \cdot \arccos (2 \cdot R_{\text{вх}} \cdot G) / \pi = 16,2 \text{ мм.} \quad (4.8)$$

На рисунку 4.15 зображено ескіз розрахованої МСА.

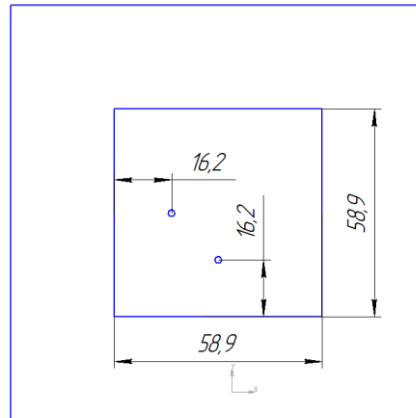


Рисунок 4.15 – Ескіз розрахованої МСА

Тепер перейдемо до проектування МПА і за розрахунковими даними створимо проект антени (рис. 4.16).

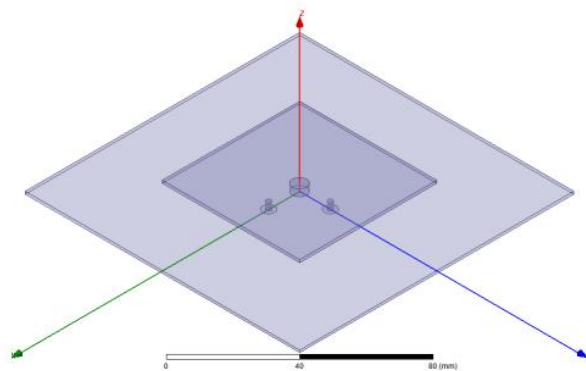


Рисунок 4.16 – Модель мікрополоскової антени,
виконана за розрахункови мирозмірами

На рисунку 4.17 зображено модуль коефіцієнта відбиття для моделі, виконаної за розрахунковим розмірами.

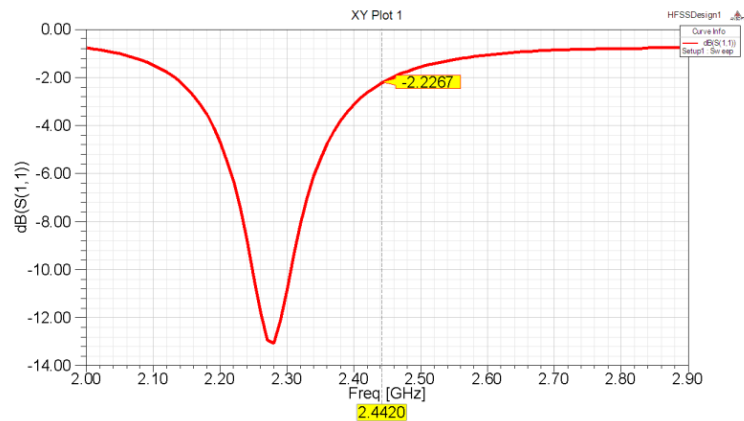


Рисунок 4.17 – Модуль коефіцієнта відбиття для моделі, виконаної за розрахунковим розмірами

Як видно з наведеного графіка (рис. 4.17), робоча частота невідповідає необхідній. Зміною точки живлення і резонансного розміру доб'ємося роботи антени на необхідну частоту (рис. 4.18).

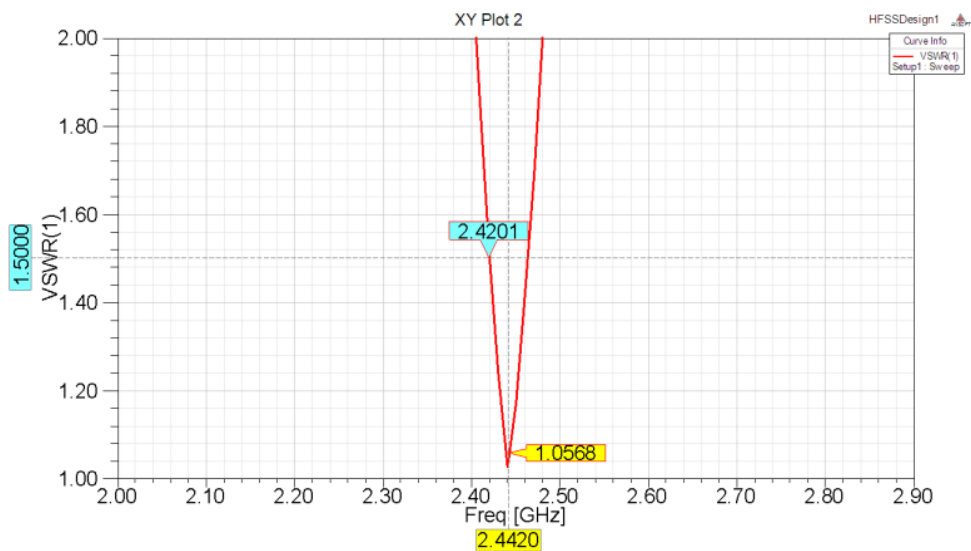


Рисунок 4.18 – Частотна залежність КСХ після оптимізації

За побудованої частотної залежності КСХ (рис. 4.18) після оптимізації по резонансному розміру і точці живлення, видно, що вдалося домогтися

роботи МПА на необхідну частоту (КСХ на робочій частоті становить 1,05). Але смуга за рівнем КСВ = 1,5 не відповідає вимогам. У зв'язку з цим, необхідно застосувати пасивний елемент для забезпечення широкосмугового режиму. Таким елементом буде служити другий випромінювач, закріплений на загальній стійці, в центрі антени, який не впливає на поляризацію. При зміні висоти від першого випромінювача регулюється радіус утвореної петлі (дане явище було описано раніше в розділі 3.2), а при зміні резонансного розміру відбувається зміщення по частоті.

Також побудовані діаграми (рис. 4.19), спрямованості в площині $\phi = 0$ і $\phi = 90$ і відображена ширина ДН за рівнем 0,707. Для $\phi = 0$ ширина діаграми спрямованості відповідає $\Delta\Theta_{-3\text{ дБ}} = 60,27$ градусів, а для $\phi = 90$ становить $\Delta\Theta_{-3\text{ дБ}} = 60,03$ градуса.

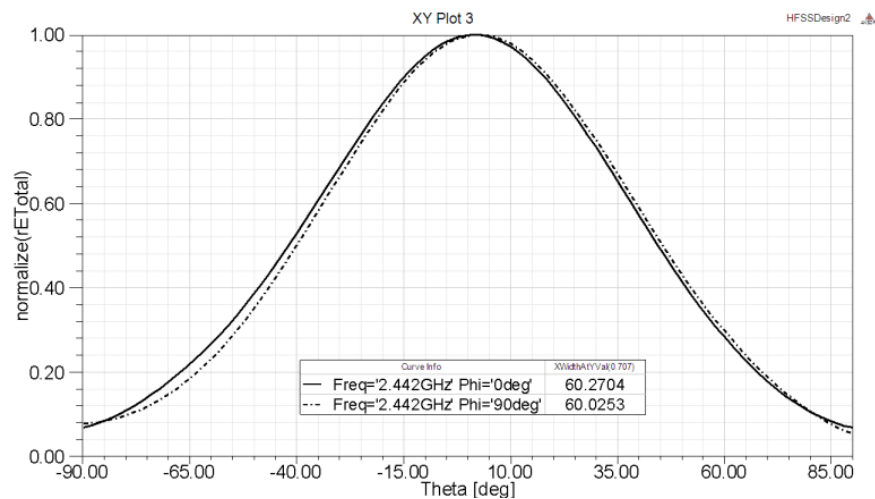


Рисунок 4.19 – Діаграма спрямованості в головних площинах

На рисунку 4.20 зображено модель широкосмугової мікрополоскової антени.

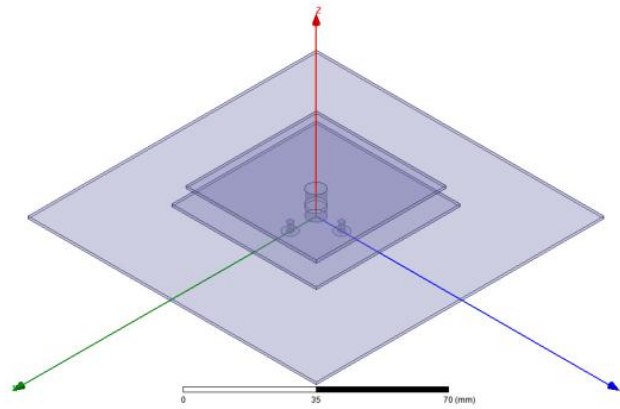


Рисунок 4.20 – Модель широкосмугової мікрополоскової антени

При розмірах пасивного елемента $W = 49$ мм висоти над першим випромінювачем $h = 5$ мм ми отримали задовільні характеристики.

При додаванні пасивного елемента утворюється петля. Тепер потрібно узгодити випромінювачі за допомогою чвертьхвильового трансформатора, переміщаючи петлю у центр характеристики.

4.4 Проектування чвертьхвильового трансформатора

Для зменшення взаємного впливу антени і схеми живлення розташуємо їх на окремих шарах, з'єднавши їх отвором зв'язку. Схематичне розташування всіх ключових блоків можна спостерігати на рисунку 4.21.

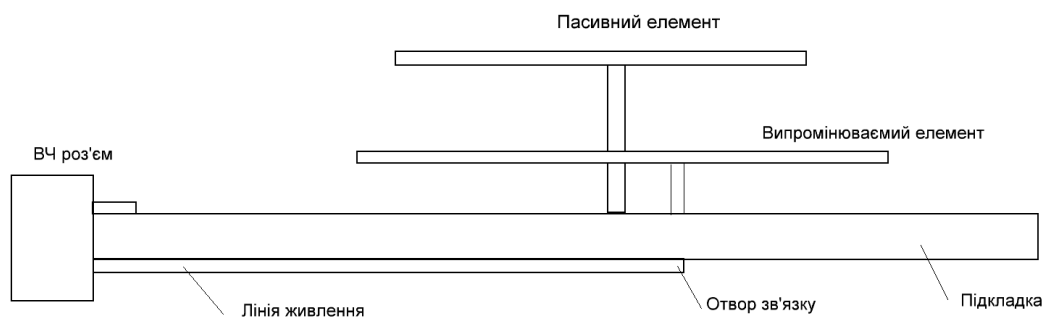


Рисунок 4.21 – Схематичне розташування елементів антени

На рисунку 4.20 зображено схему узгодження чвертьхвильового трансформатора.

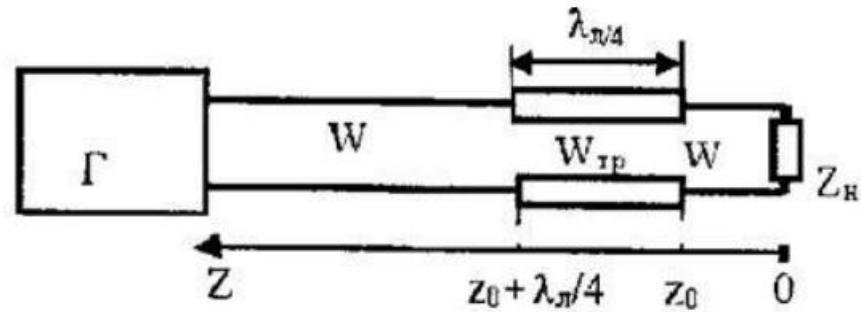


Рисунок 4.22 – Схема узгодження чвертьхвильового трансформатора

Методика узгодження чвертьхвильового трансформатора:

- визначити точку на номограмі Вольперта-Сміта;
- визначити відстань до установки трансформатора (перетин з віссю активних опорів) і кількісну характеристику опору;
- денормувати опір і розрахувати опір трансформатора;
- визначити ширину і довжину мікросмугової лінії нанеобхідній частоті із заданими параметрами підкладки.

Для створеного раніше проекту мікросмугової антени додамо отвір зв'язку і відрізок мікросмугової лінії (МСЛ) з хвильовим опором 50 Ом (рис. 4.23).

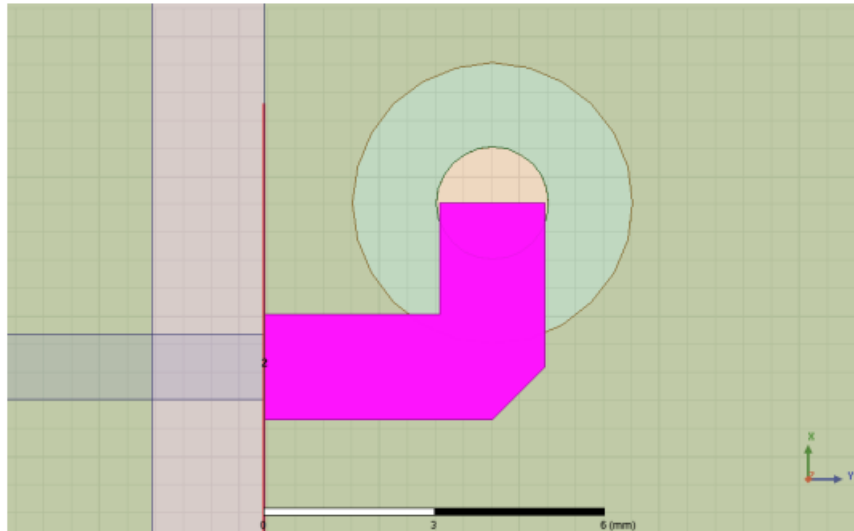


Рисунок 4.23 – Додавання відрізка МСЛ

Як можна помітити центр петлі знаходиться близько до осі активних опорів. При збільшенні лінії можна домогтися перетинання даної осі і центру петлі, тим самим визначивши відстань від навантаження до трансформатора.

Оптимізована довжина відрізка МСЛ складає 10,3 мм.

Таким чином, визначимо параметри чвертьхвильового трансформатора. Точка, відповідна центру петлі має чисто активний опір і становить 1,7. Тепер необхідно денормувати це значення, для чого потрібно помножити його на величину хвильового опору лінії $Z = 1,7 \cdot 50 = 85 \text{ Ом}$.

За наведеним нижче виразом визначимо опір трансформатора:

$$P_{\text{тр}} = \rho \cdot Z = 65,19 \text{ Ом.} \quad (4.9)$$

Для знайденого опору визначимо параметри трансформатора, використовуючи програму TXLine (рис. 4.24).

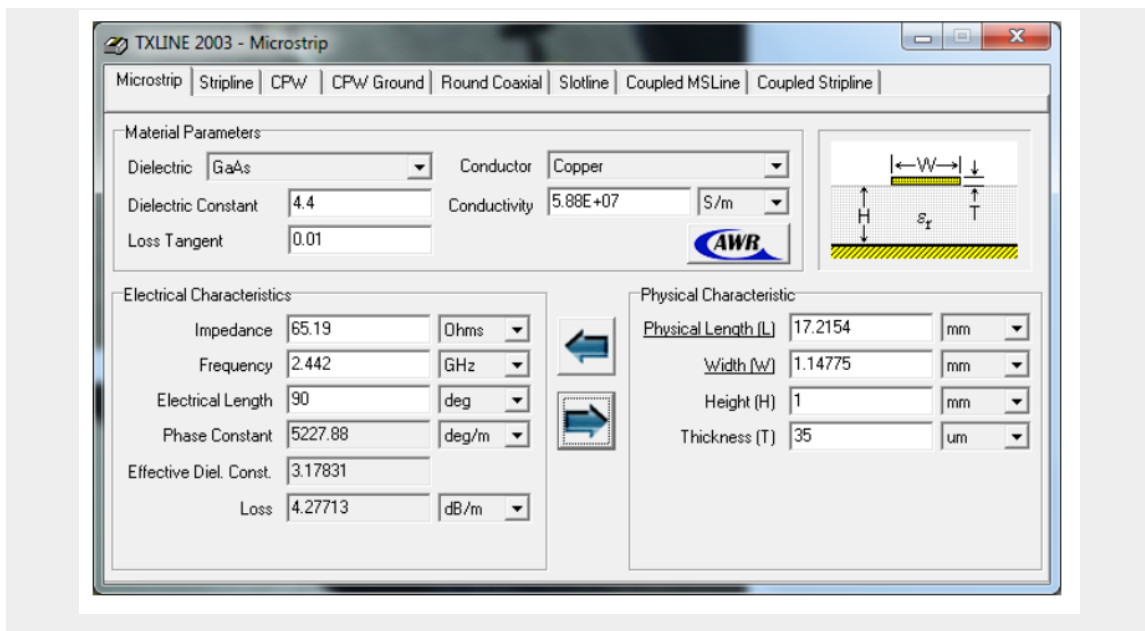


Рисунок 4.24 – Визначення параметрів чвертьхвильового трансформатора на мікросмужкових лініях

За знайденими параметрами доопрацюємо поточну модель проекту і на рис. 4.25 показано остаточне підключення $\lambda / 4$ трансформатора.

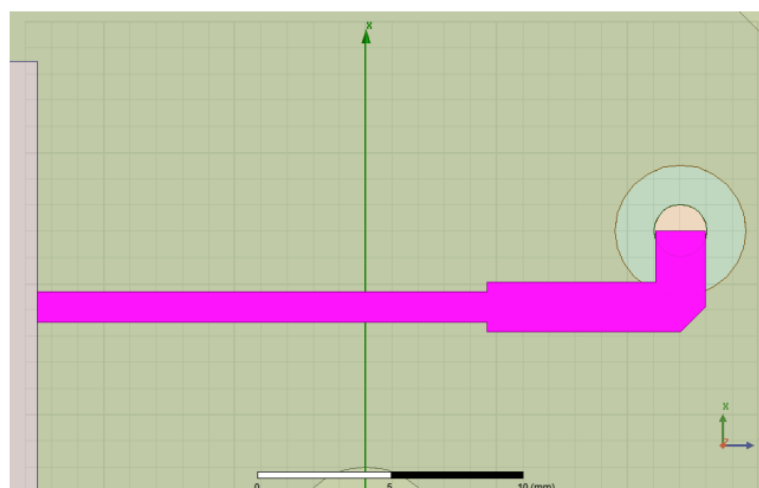


Рисунок 4.25– Додавання чвертьволнового трансформатора

4.5 Проектування всієї антеної системи

Тепер з'єднаємо всі створені раніше проекти (спрямований ответвитель, пристрій, що і мікрополоскова антену) в один проект. Також додатково було створено модель SMA-роз'єму на плату (рис. 4.26, 4.27).

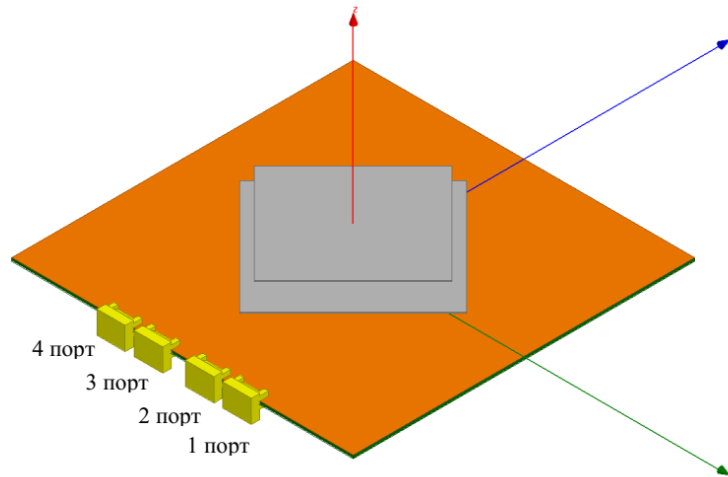


Рисунок 4.26 – Модель антеної системи в ізометрії (вид зверху)

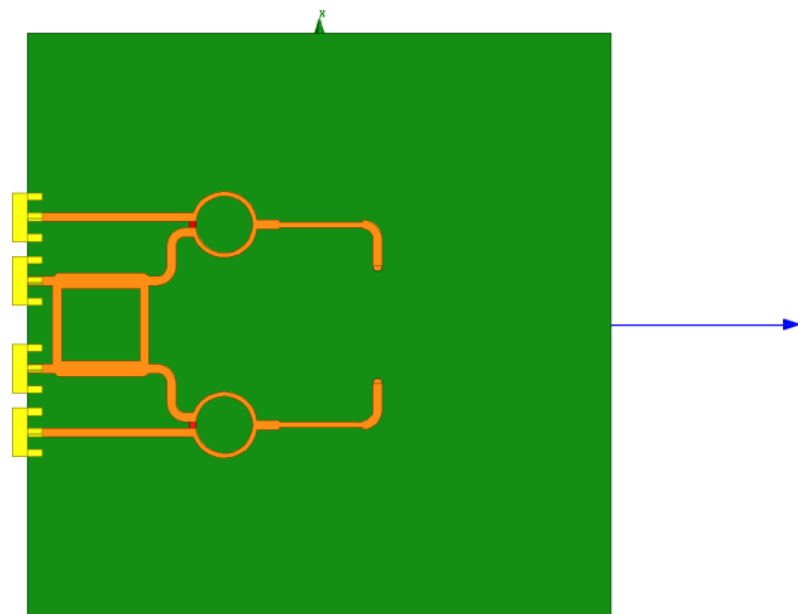


Рисунок 4.27 – Модель антеної системи: вид знизу

Для даної моделі були отримані наступні характеристики (рис. 4.28-4.30).

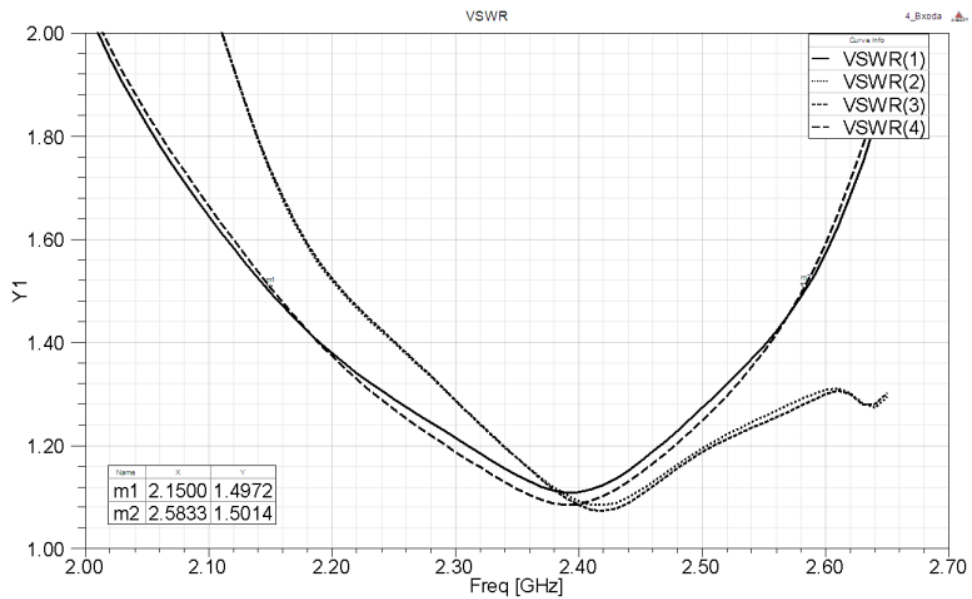


Рисунок 4.28 – Частотна залежність КСХ за всіма входами

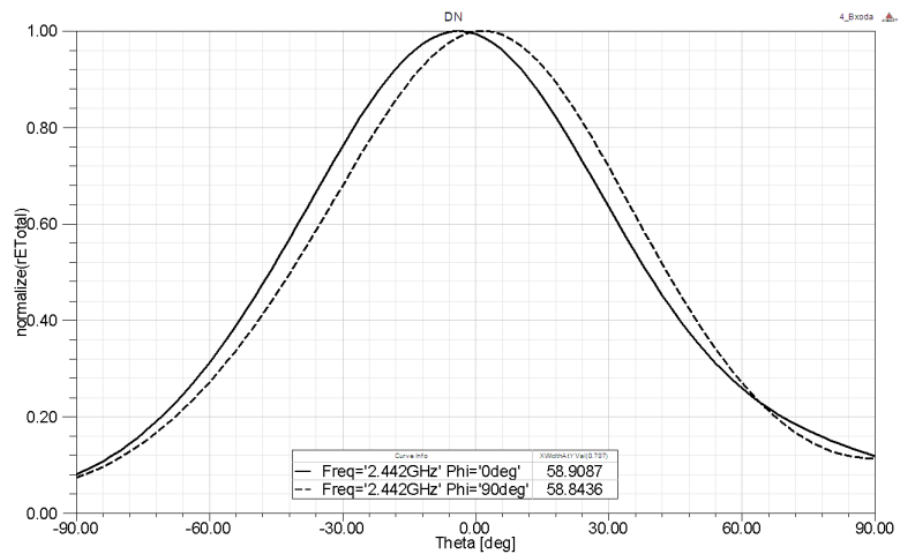


Рисунок 4.29 – Діаграма спрямованості в головних площинах

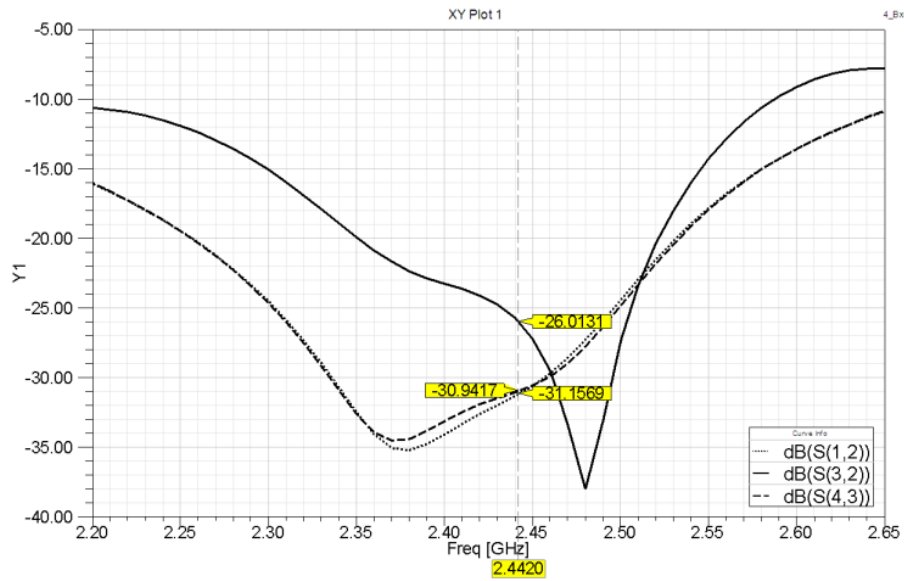


Рисунок 4.30 – Модуль коефіцієнта передачі

4.6 Виготовлення макету антени

За отриманими в ході моделювання топології схеми живлення, активного і пасивного випромінювачів був виготовлений макет чотиривходової антени (рис. 4.31 і 4.32).



Рисунок 4.31 – Фотографія макету антени (вид зверху)

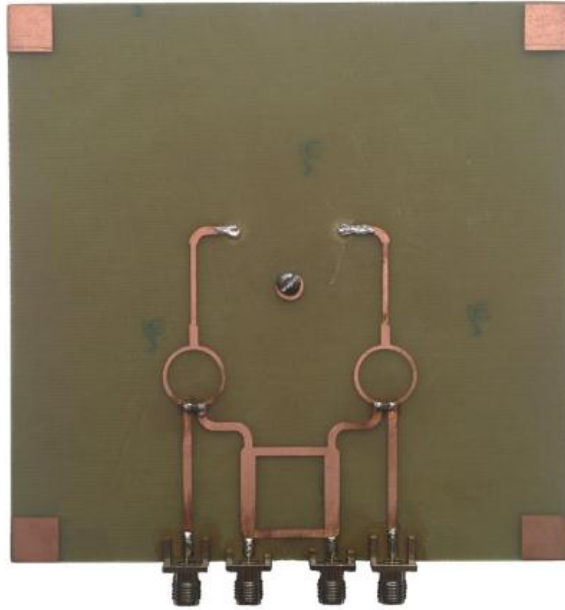


Рисунок 4.32 – Фотографія макету антени (вид знизу)

Всі вимірювання проводилися з використанням векторного аналізатора ланцюгів FSH-8 з попереднім калібруванням на підприємстві (рис. 4.34, 4.35).

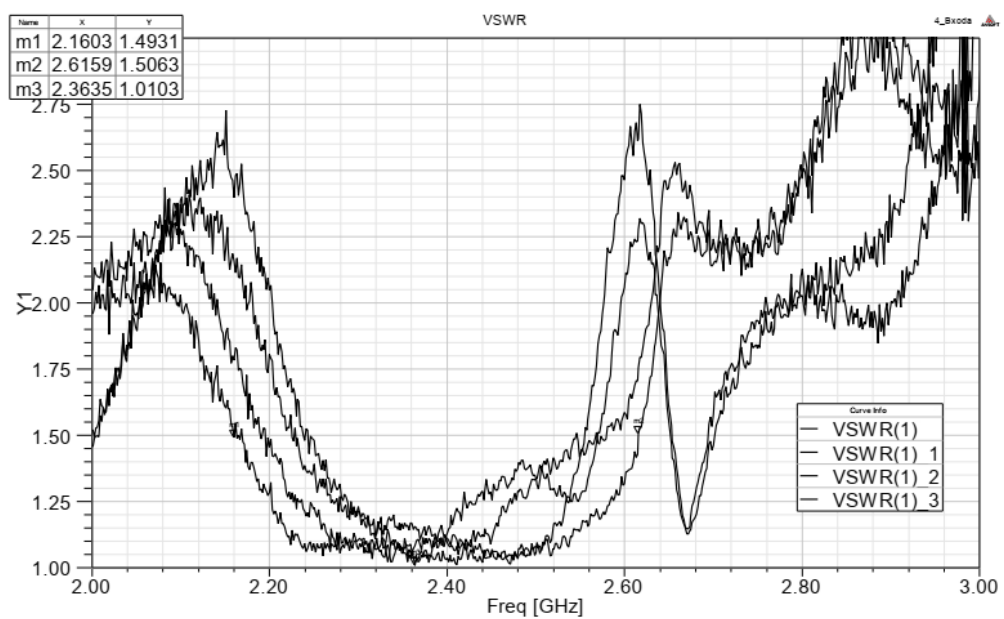


Рисунок 4.34 – Експериментальна залежність КСВ у 4 входів

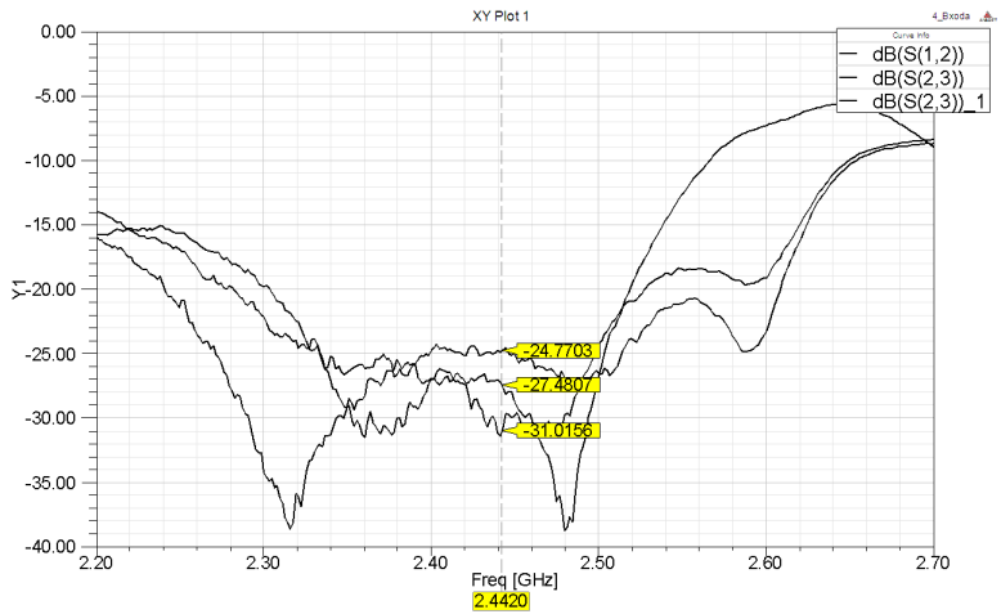


Рисунок 4.35 – Експериментальні залежності розв'язки портів

У таблиці 4.1 наведено порівняння з необхідними, отриманими розрахунковими і експериментальними характеристиками антенної системи.

Таблиця 4.1 – Таблиця порівняльних результатів

Параметри	Вимоги ТЗ	Розрахункові дані	Експериментальні дані
Ширина смуги пропускання, МГц	100	433,3	455
КСХ по входам на робочій частоті	1,5	1,05	1,12
Ширина ДН	60 – 90	58,9	60
Розв'язка між входами, дБ	–28	–27,5	–26,2

ВИСНОВКИ

Було проведено дослідження методів розширення смуги робочих частот мікросмугової антени. Досліджувався вплив параметрів підкладки на широкосмугові властивості антен. Коротко можна зазначити, що при малих значеннях ε , і великих значеннях h (до виникнення двухмодового режиму) можна наблизитися до межі добротності $Q_{\text{доп}}$ і домогтися максимальної широкосмугової МСА.

Також розглядалися конструктивні методи збільшення смуги робочих частот за рахунок виникнення паразитного резонансу випромінювачів, розташованих поблизу активного вібратора. Був досліджений багаторезонансний метод, який має низку переваг, таких, як збільшення смуги робочих частот, вдалося домогтися смугу порядку 301,9 МГц, що становить 12,36% на робочій частоті 2,442 ГГц і збільшення коефіцієнта підсилення за рахунок збільшення площини апертури. Однак, явним мінусом даного методу є частотнозависима діаграма напрямленості, хоча при використанні паразитних диполів, помітного спотворення в головних площинах не спостерігалось. Крім спотворення діаграми напрямленості, ще можна врахувати той факт, що габаритні розміри при використанні даного методу не дозволяє використовувати даний випромінювач, як елемента антенної решітки.

Крім багаторезонансного методу розглядався багат шаровий метод, який є логічним продовженням використання паразитних випромінювачів. При дослідженні даного методу значних змін не спостерігалось. Крім цього, як представлення даного методу, був виготовлений макет широкосмугової чотиривходової мікросмугової антени з амплітудним керуванням поляризацією випромінюваного поля, що дозволяє випромінювати електромагнітну хвилю лінійної (в трьох площинах), правої і лівої кругових поляризацій в напрямку нормалі екрану.

Мікросмугова антена складається з активного і пасивних випромінювачів, діелектричної підкладки, чотирьох коаксіальних входів / виходів і двох розв'язуючих резисторів. Схема живлення розташовується на зворотному боці діелектричної підкладки. Екраном служить зворотня металізована сторона діелектричної підкладки. Таке розташування схеми живлення і випромінюючих елементів дозволяє розв'язати ці елементи і не допустити можливості взаємного впливу елементів конструкції.

Активний і пасивний випромінювачі закріплені у центрі, в точці нульового потенціалу, на відстані від екрану $0,025$ середньої довжини хвилі, маючи зазор між активним і пасивним випромінювачами, рівний $0,05$ середньої довжини хвилі. Збудження активного випромінювача здійснюється в двох точках через штир за допомогою несиметричної мікросмугової лінії передачі.

Схема живлення розташовується на зворотному боці від випромінювачів і складається з мостових дільників і узгоджувальних пристроїв.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Lluís Jofre Roca, Marta Martínez-Vázquez, Raguél Serrano «Handbook on Small Antennas» published by EurAAP Technical Working Group on Compact Antennas, 2012. – 716 p.
2. Girish Kumar «Broadband Microstrip Antennas» Artech House antennas and propagation library, 2003. – 432 p.
3. Anandan C.K. «Broadband Gap-Coupled Microstrip Antenna», IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-38, 1990. – 354 p.
4. Банков С.Е. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS [Текст] / С.Е. Банков, С.М. Гутцайт, Ф.Ф. Курушин. – М.: Оркада, 2012. – 242 с.
5. Панченко Б.А. Микрополосковые антенны [Текст] / Б.А. Панченко, Е.И. Нефедов. – М.: Радио и связь, 1986, 144 с.
6. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование [Текст] / В. Фуско, под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
7. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств [Текст] / К. Гупта, Р. Гардис, Р. Чадха: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
8. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ [Текст] / Д.М. Сазонов: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.