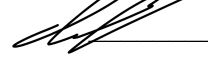


НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
Радіотехнічний факультет
Кафедра радіоінженерії

«На правах рукопису»
УДК 621.391.967

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

 Сергій Літвінцев
« » 2025р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-науковою програмою «Радіoeлектронна інженерія» зі
спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

на тему: *«Максимізація робочої смуги частот високоточної
бездисперсійної хвилеводної секції диференціального фазового зсуву
180°»*

Виконав:

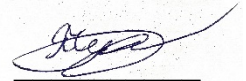
студент II курсу, групи РІ-31мн

Покарець Максим Сергійович

Науковий керівник:

Проф., д.т.н.

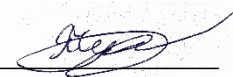
Дубровка Федір Федорович



Рецензент: Омеляненко М.Ю.

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

Студент



Київ – 2025 року

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-наукова програма «Радіоелектронна інженерія»

ЗАТВЕРДЖУЮ
В.о. зав. кафедри
_____ Сергій ЛІТВІНЦЕВ
«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Покарцю Максиму Сергійовичу

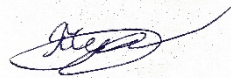
1. Тема дисертації «Максимізація робочої смуги частот високоточної бездисперсійної хвилеводної секції диференціального фазового зсуву 180° », науковий керівник дисертації Дубровка Федір Федорович, д.т.н., проф., затверджені наказом по університету від «17» березня 2025 р. №1141-с
 2. Термін подання студентом дисертації 16.05.2025 р.
 3. Об'єкт дослідження: прямокутний хвилевід з секціями для диференціального фазового зсуву 180 градусів.
 4. Предмет дослідження: розширення робочої смуги частот, узгодження для одно– та багатоступінчастих фазозсувних елементів, один з яких має дзеркальну площину симетрії, перпендикулярну осі симетрії хвилевода, а інший – ковзну площину симетрії.
 5. Перелік завдань, які потрібно розробити: проаналізувати різні види секцій та обґрунтувати вибір потрібної секції з потрібними розмірами, дослідити залежність різних параметрів на коефіцієнт відбиття.
 6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: 40 ілюстрацій
 7. Орієнтовний перелік публікацій
9. Дата видачі завдання 15. 10. 2024 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Отримання теми магістерської дисертації	14.10.2024	Виконано
2	Розробка плану магістерської дисертації	20.10.2024	Виконано
3	Початок збору інформації для дослідження	20.10.2024-01.12.2024	Виконано

4	Вибір методів дослідження	02.12.2024	Виконано
5	Моделювання високоточної бездисперсійної хвилевідної секції ФДЗ 180 градусів в пр. сер. CST Studio	03.12.2024-10.12.2024	Виконано
6	Математичне та ручне моделювання високоточної бездисперсійної хвилевідної секції ФДЗ 180 градусів	10.12.2024-06.05.2025	Виконано
7	Аналіз отриманих результатів	06.05.2025	Виконано
8	Оформлення магістерської дисертації	16.05.2025	Виконано

Студент



Максим ПОКАРЕЦЬ

Науковий керівник



Федір ДУБРОВКА

РЕФЕРАТ

Робота складається зі вступу, 6 розділів, висновків до розділів, загальних висновків, списку використаних джерел (26 джерел), ілюстративного матеріалу (40 ілюстрацій). Основний зміст викладено на 98 сторінках.

Ключові слова: хвилевід, хвилевідна секція диференціального фазового зсуву 180 градусів, коефіцієнт відбиття, чисельне моделювання, CST Studio, оптимізація, широкосмуговість.

У магістерській дисертації досліджено проблему максимізації робочої смуги частот високоточної бездисперсійної хвилевідної секції диференціального фазового зсуву 180 градусів. Об'єктом дослідження є процеси збудження та поширення електромагнітних хвиль у прямокутному хвилеводі зі спеціальними фазозсувними вставками. Предметом дослідження є розширення робочої смуги частот, узгодження для одно- та багатоступінчастих фазозсувних елементів, один з яких має дзеркальну площину симетрії, перпендикулярну осі симетрії хвилевода, а інший – ковзну площину симетрії. У роботі застосовано числове моделювання в середовищі CST Studio Suite з використанням розв'язувача у часовій області, а також реалізовано багатокритеріальну оптимізацію з використанням сучасних алгоритмів — генетичного, рою частинок, алгоритм еволюційної стратегії адаптації коваріаційної матриці. Розглянуто кілька варіантів конфігурацій секцій та визначено оптимальну структуру, яка забезпечує найширшу смугу робочих частот при збереженні низького рівня відбиття. Отримані результати можуть бути використані для проектування високоточних широкосмугових хвилевідних 180-градусних диференціальних фазозсувачів у радіотехнічних системах з поляризаційною обробкою радіосигналів.

ABSTRACT

Keywords: waveguide, differential 180-degree phase-shifting section, reflection coefficient, numerical modeling, CST Studio, optimization, broadband.

The master's thesis investigates the problem of maximizing the operating frequency bandwidth of a high-precision, dispersionless waveguide section with a 180-degree differential phase shift. The object of the study is the excitation and propagation of electromagnetic waves in a rectangular waveguide with specialized phase-shifting inserts. The subject of the study focuses on frequency bandwidth extension and impedance matching for single- and multi-step phase-shifting elements, one of which features a mirror plane of symmetry perpendicular to the waveguide axis, while the other includes a glide-symmetric plane.

Numerical modeling was performed using CST Studio Suite with the time-domain solver. A multi-objective optimization approach was implemented using modern algorithms, including the genetic algorithm, particle swarm optimization, and the covariance matrix adaptation evolution strategy (CMA-ES). Several design configurations were examined, and the optimal structure was determined, providing the widest operational frequency range with minimal reflection.

The results of the study can be applied in the design of high-precision, broadband 180-degree differential waveguide phase shifters for use in radio engineering systems with polarization signal processing.

ЗМІСТ

Реферат	1
ABSTRACT	1
Зміст.....	6
Перелік скорочень.....	8
Вступ.....	9
1 Методи чисельного моделювання в CST Studio Suite.....	12
1.1 Time Domain Solver (розв’язувач у часовій області).....	13
1.2 Метод скінченних інтегралів (FIT)	16
1.3 Матриця лінії передач (TLM)	19
1.4 Frequency Domain Solver (розв’язувач у частотній області).....	22
1.5 Функція зменшення порядку моделювання (MOR)	30
1.6 Висновки до першого розділу	32
2 Методи оптимізації доступні CST Studio Suite.....	34
2.1 Генетичний алгоритм	35
2.2 Метод довірчої області.....	46
2.3 Алгоритм рою частинок (Particle Swarm Optimization).....	48
2.4 Алгоритм еволюційної стратегії адаптації коваріаційної матриці (CMA-ES)	50
2.5 Висновки до другого розділу	52
3 Теоретичні аспекти роботи фазозсувних секцій.....	53
3.1 Принцип фазового зсуву	54
3.2 Принцип диференційованого фазового зсуву.....	55
3.3 Сфери застосування диференційованого фазового зсуву.....	56
3.4 Поняття «бездисперсійність» у контексті фази	57

4	Постановка задачі оптимізації для заданої моделі	60
4.1	Формалізація цільової функції	61
4.2	Обмеження (розміри, втрати, відбивання)	62
4.3	Побудова хвилевода.....	64
4.4	Висновки до четвертого розділу.....	66
5	Результати моделювання оптимізованої моделі від зміни сходинок в секціях	67
5.1	Результати моделювання хвилевідної секції з однією сходинкою	68
5.2	Результати моделювання хвилевідної секції з двома сходинками	71
5.3	Результати моделювання хвилевідної секції з трьома сходинками	74
5.4	Результати моделювання хвилевідної секції з чотирма сходинками	77
5.5	Висновки до п'ятого розділу	80
6	Дослідження	81
6.1	Залежність характеристик пристрою від товщини металічних пластин.	82
6.2	Залежність характеристик пристрою в залежності від відстані між пластинами.....	83
6.3	Дослідження конфігурації з узгодженням при негативному значенні міжсекційної відстані.....	93
6.4	Висновки до шостого розділу	103
	Висновки	105
	Перелік джерел посилань	108

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

CST Studio Suite – програмне середовище для математичного моделювання електромагнітних процесів;

S11 – коефіцієнт відбиття;

S21 – коефіцієнт передачі;

ДФЗ – диференціальний фазовий зсув;

СВЧ-структура – структура надвисоких частот;

FIT – метод скінченних інтегралів (Finite Integration Technique);

TLM – метод матриці ліній передачі (Transmission Line Matrix);

FDTD – метод скінченних різниць у часовій області (Finite-Difference Time-Domain);

FEM – Метод скінченних елементів (Finite Element Method);

MOR – зменшення порядку моделі (Model Order Reduction);

GA – генетичний алгоритм (Genetic Algorithm);

TRA – алгоритм довірчої області (Trust Region Algorithm);

PSO – алгоритм рою частинок (Particle Swarm Optimization);

CMA-ES – стратегія еволюційного пошуку з адаптацією матриці коваріації (Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy);

ВСТУП

Розвиток сучасних інформаційних технологій, зокрема систем зв'язку, радіолокації та радіотехнічної розвідки, зумовлює підвищені вимоги до ефективності й точності обробки електромагнітних сигналів. Одним із ключових напрямів удосконалення таких систем є управління поляризаційними характеристиками сигналів. Для реалізації поляризаційної фільтрації, компенсації завад і підвищення точності вимірювань широко застосовуються пристрої диференціального фазового зсуву, зокрема на 180° .

У традиційних рішеннях подібних пристроїв часто спостерігаються обмеження за шириною робочої смуги, чутливість до частоти та фазові спотворення, що знижує їхню ефективність у широкосмугових застосуваннях. Це обумовлює необхідність пошуку нових конструктивних та теоретичних підходів до побудови бездисперсійних фазозсуваючих пристроїв з високою стабільністю фазового зсуву.

Актуальність. У контексті зростаючих вимог до завадостійкості, точності та адаптивності радіотехнічних систем з поляризаційною обробкою сигналів особливого значення набувають широкосмугові пристрої керування фазовими характеристиками. Диференціальні фазозсувачі на 180° використовуються в симетричних антенних трактах, фазових матрицях, радіолокаційних модулях та супутникових системах зв'язку.

Більшість наявних реалізацій демонструють суттєві обмеження у вигляді дисперсії та нестабільності фазового зсуву на границях робочої смуги. З огляду на це, актуальним є створення високоточних хвилевідних секцій, здатних забезпечити стабільний фазовий зсув у широкому частотному діапазоні без суттєвих фазових спотворень. Розробка таких пристроїв є важливим кроком до підвищення ефективності сучасних радіоелектронних систем.

У роботі [1] було запропоновано унікальне технічне рішення для створення високоточної бездисперсійної фазової секції 180 градусів, у якій фазовий зсув точно 180 градусів досягається за рахунок подвійного обертання площини поляризації у квадратному хвилеводі, що містить дві металеві ступінчасті секції, розташовані перпендикулярно в Е та Н площинах основного типу хвилі H_{10} . При цьому одна пластина має дзеркальну площину симетрії, перпендикулярну вісі симетрії хвилевода, а інша – ковзну площину симетрії, перпендикулярну вісі симетрії хвилевода. Подальші дослідження такого пристрою проводилися в роботі [2].

Метою дослідження є максимізація робочої смуги частот високоточної бездисперсійної хвилевідної секції диференціального фазового зсуву 180° шляхом вдосконалення її конструкції, параметричної оптимізації та застосування сучасних числових методів моделювання в середовищі CST Studio Suite.

Об'єктом дослідження є процеси збудження та поширення електромагнітних хвиль у прямокутному хвилеводі зі спеціальними фазозсувними вставками.

Предметом дослідження є розширення робочої смуги частот, узгодження для одно– та багатоступінчастих фазозсувних елементів, один з яких має дзеркальну площину симетрії, перпендикулярну осі симетрії хвилевода, а інший – ковзну площину симетрії.

Методи дослідження: Програмне середовище CST Studio в якому використано розв'язувач у часовій області (Time Domain Solver) та розв'язувач у частотній області (Frequency Domain Solver) та різні оптимізатори: генетичний алгоритм, довірча область, алгоритм рою частинок, алгоритм еволюційної стратегії адаптації коваріаційної матриці.

Наукове завдання: Науковим завданням дослідження є створення методології проектування хвилевідної секції з диференціальним фазовим зсувом

180°, яка дозволяє максимізувати ширину робочої смуги частот при збереженні бездисперсійного характеру фазових характеристик.

Часткові наукові задачі включають:

1. Розробити кілька геометричних конфігурацій хвилевідних секцій (з ковзною та дзеркальною симетрією).
2. Створити параметричні моделі секцій у CST Studio Suite.
3. Розробити критерії оптимізації.
4. Провести числову оптимізацію з використанням різних алгоритмів (GA, PSO, TRF).
5. Проаналізувати отримані результати.

Обмеження:

Дослідження проводиться у межах прямокутних металевих хвилеводів стандартного типу WR-90 (діапазон X) розміром 23x23 мм;

Усі моделі побудовано та протестовано в ідеалізованих умовах (без урахування виробничих допусків і втрат на матеріали);

Не враховуються термічні та механічні впливи на стабільність параметрів.

Достовірність результатів:

Достовірність результатів підтверджується: використанням перевірених методів числового моделювання (FIT, FEM), реалізованих у CST Studio Suite 2025; багатократною валідацією результатів при зміні граничних умов і типів оптимізаторів; порівнянням отриманих даних із опублікованими результатами в літературі; стабільністю фазової характеристики в межах заданого діапазону частот у кількох незалежних моделях.

1 МЕТОДИ ЧИСЕЛЬНОГО МОДЕЛЮВАННЯ В CST STUDIO SUITE

У процесі дослідження високоточної бездисперсійної хвилевідної секціїДФЗ на 180 градусів особливе значення має точне й ефективне чисельне моделювання електромагнітних полів у складних хвилевідних структурах. Для цього було використано програмне середовище CST Studio Suite, яке надає широкий спектр розрахункових методів для аналізу СВЧ-структур. Зокрема, найчастіше для моделювання хвилеводів застосовуються два основні підходи: Time Domain Solver (розв'язувач у часовій області) та Frequency Domain Solver (розв'язувач у частотній області).

Кожен з цих методів має свої переваги, обмеження та особливості застосування, які впливають як на точність результатів, так і на швидкість розрахунків. У даній роботі обидва підходи були протестовані та порівняні для аналізу робочої смуги частот розробленої хвилевідної секції. Такий підхід дозволив не лише підвищити достовірність результатів, але й обрати оптимальну стратегію моделювання для подальшої геометричної оптимізації.

У наступних розділах буде детально розглянуто принцип роботи кожного з розв'язувачів.

1.1 Time Domain Solver (розв'язувач у часовій області)

Згідно з даними, наведеними на офіційному сайті CST Studio Suite, Time Domain Solver є високоефективним, універсальним, багатоцільовим повнохвильовим розв'язувачем перехідних електромагнітних процесів. Він реалізує як метод скінченної інтеграції (Finite Integration Technique, FIT), так і метод матриці ліній передачі (Transmission Line Matrix, TLM). Розв'язувач часової області забезпечує можливість широкосмугового моделювання в рамках одного обчислювального запуску. Крім того, підтримка апаратного прискорення та паралельних обчислень з використанням технології MPI (Message Passing Interface) дає змогу ефективно застосовувати цей інструмент для моделювання надзвичайно великих, складних та детально опрацьованих електромагнітних структур.

Застосування розв'язувача часових областей:

- Загальні високочастотні програми з використанням середніх і великих моделей
- Перехідні ефекти
- 3D електроніка

Time Domain Solver — це чисельний інструмент, який моделює, як фізична система змінюється з часом. У контексті електромагнетизму (наприклад, у програмах CST Studio, Ansys HFSS тощо), цей метод застосовується для розв'язання рівнянь Максвелла у часовій області.

Найпоширеніший метод - це метод FDTD (Finite-Difference Time-Domain) — метод скінченних різниць у часовій області. Область поділяється на сітку, і обчислення відбуваються крок за кроком у часі. Про те в програмі CST Studio Suite використовується метод скінченної інтеграції (FIT, англ. Finite Integration Technique) — це чисельний метод, який широко застосовується для моделювання електромагнітних полів. На відміну від класичного FDTD, FIT більш гнучкий щодо геометрії сітки, типів матеріалів і граничних умов.

Метод скінченної інтеграції (Finite Integration Technique, FIT) та метод скінченних різниць у часовій області (Finite-Difference Time-Domain, FDTD) є двома поширеними чисельними методами для моделювання електромагнітних полів. Обидва методи базуються на рівняннях Максвелла, однак застосовують різні підходи до їх дискретизації.

Метод FDTD ґрунтується на диференціальній формі рівнянь Максвелла, яку апроксимують за допомогою центральних різниць у просторі та часі. Цей підхід передбачає регулярну ортогональну сітку та є відносно простим для реалізації, що робить його популярним у навчальних та наукових дослідженнях. FDTD зазвичай застосовується у часовій області та дозволяє отримати широкосмугову частотну характеристику на основі одного імпульсного збудження. Однак точність цього методу суттєво залежить від розміру елементів сітки, а також від стабільності чисельної схеми, яка регламентується умовою Куранта–Фрідрікса–Леві (CFL). Крім того, FDTD менш ефективний при моделюванні складних геометрій або неоднорідних середовищ через необхідність використання однакової сітки по всьому об'єму.

На відміну від FDTD, метод скінченної інтеграції використовує інтегральну форму рівнянь Максвелла, яку дискретизують у просторі за допомогою контрольних об'ємів. FIT базується на розділенні простору на первинну та дуальну сітки, що дозволяє коректно інтерпретувати фізичні величини (наприклад, електричне поле — як лінійний інтеграл по ребрах, а магнітне поле — як поверхневий інтеграл). Цей метод є більш гнучким, оскільки підтримує як ортогональні, так і неортогональні сітки, включаючи локальне згущення сітки у зонах зі складною геометрією або високою градієнтністю поля. FIT може застосовуватися як у часовій, так і в частотній області, що дозволяє адаптувати його до різних класів задач — від імпульсних процесів до резонансних явищ. Завдяки інтегральному підходу, FIT також забезпечує кращу узгодженість із законами збереження (наприклад,

збереження енергії) та природно враховує граничні умови. Він є основою чисельного ядра програмного пакета CST Studio Suite.

З огляду на викладене, можна зробити висновок, що метод FDTD є доцільним вибором для задач з простою геометрією та широкосмуговими сигналами, де важлива обчислювальна простота. Натомість FIT є більш універсальним і точним методом для моделювання складних тривимірних структур, зокрема в умовах анізотропних, дисперсійних або нелінійних середовищ, але потребує більших обчислювальних ресурсів та більшої складності реалізації.

1.2 Метод скінченних інтегралів (FIT)

Метод скінченних інтегралів (Finite Integration Technique, FIT) є загальноновизнаним чисельним методом, що застосовується для розв'язання рівнянь Максвелла в скінчених об'ємах простору. Цей підхід був запропонований Томасом Вайландом у 1977 році як універсальний і узагальнений інструмент для моделювання електромагнітних полів у різноманітних середовищах та структурах. На відміну від традиційних методів, FIT базується на інтегральній формі рівнянь Максвелла, що забезпечує природне врахування граничних умов та дозволяє точно зберігати фізичні закони, зокрема закон збереження енергії та топологічні властивості поля, навіть після просторово-часової дискретизації.

Основна ідея методу полягає в поділі простору на кінцеву кількість об'ємних елементів, у межах яких рівняння Максвелла інтегруються. В результаті такого підходу одержуються дискретні рівняння, придатні для чисельного розв'язання. FIT підтримує як моделювання в часовій області (що використовується, зокрема, в Time Domain Solver), так і в частотній області (Frequency Domain Solver), що робить його універсальним для широкого спектра задач електродинаміки.

Однією з характерних особливостей FIT є використання двох взаємодоповнюючих сіток: первинна сітка (primary grid) та подвійна сітка (dual grid). На первинній сітці визначаються основні електромагнітні величини — електрична напруга (яка представляє собою інтеграл електричного поля по ребрах комірок) та магнітний потік (інтеграл магнітної індукції по поверхнях комірок). На дуальній сітці, яка побудована ортогонально до первинної, визначаються струми (через площі) та електрична індукція (через об'єми). Така структура дискретизації забезпечує збереження дивергенції та ротору відповідно до вихідних рівнянь Максвелла.

Таким чином, метод скінченних інтегралів поєднує в собі математичну строгість, фізичну точність і гнучкість реалізації, що робить його особливо

ефективним у розв'язувачах CST Studio, зокрема при моделюванні складних хвилевідних структур з високими вимогами до точності та стабільності результатів.

Метод скінченних інтегралів (FIT) базується на інтегральній формі рівнянь Максвелла, яка забезпечує фізично обґрунтований підхід до дискретизації електромагнітного поля. В основі цього підходу лежить застосування теорем Гауса та Стокса для перетворення диференціальних форм рівнянь у інтегральні, які зручно реалізуються в обчислювальній формі.

Інтегральна форма рівнянь Максвелла має такий вигляд:

Закон Фарадея:

$$\oint_{\partial A} \vec{E} * d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_A \vec{B} * d\vec{S}$$

$$\oint_{\partial A} \vec{H} * d\vec{l} = \frac{d}{dt} \int_A \vec{D} * d\vec{S} + \int_A \vec{J} * d\vec{S}$$

Ці рівняння потім дискретизуються на основі елементів сітки. Наприклад, циркуляція електричного поля по контуру l , сітка стає дискретним значенням напруги:

$$\hat{e}_l = \int_{l_i} \vec{E} * d\vec{l}$$

А потік магнітної індукції через поверхню A_i :

$$\hat{b}_l = \int_{A_i} \vec{B} * d\vec{S}$$

Рівняння Максвелла можна записати у вигляді дискретної системи:

Дискретна форма закону Фарадея:

$$C * \hat{e} = -\frac{d}{dt} \hat{b}$$

Дискретна форма закону Ампера:

$$C^T * \hat{h} = \frac{d}{dt} \hat{d} + \hat{j}$$

Тут:

\hat{e} – вектор електричних напруг,

\hat{b} – вектор магнітних потоків,

\hat{h} – вектор магнітних напруг (на дуальній сітці),

\hat{d} – вектор електричних потоків (на дуальній сітці),

C – матриця ротор-оператора (залежить від топології сітки),

\hat{j} – вектор струмів.

Для зв'язку між векторами електричних/магнітних напруг і потоків використовують матеріальні матриці:

$$\hat{d} = M_\epsilon * \hat{e}, \quad \hat{h} = M_\mu^{-1} * \hat{b}$$

де

M_ϵ – матриця діелектричної проникності,

M_μ – матриця магнітної проникності.

Ці матриці формуються відповідно до геометрії елементів сітки та властивостей матеріалів.

Можна виділити наступні переваги:

- Точне збереження законів збереження (дивергентні властивості),
- Придатність до моделювання комплексних структур (включно з матеріальними розривами),
- Можливість гібридизації з іншими методами (наприклад, FDTD).

1.3 Матриця лінії передач (TLM)

Метод матриці ліній передачі (TLM) — це чисельний метод для моделювання електромагнітного поля, який базується на аналогії між поширенням електромагнітних хвиль і передачею енергії в мережі ліній передачі. Метод було розроблено для аналізу хвильових процесів у складних середовищах і знайшов широке застосування в аналізі хвилеводів, антен та інших високочастотних структур.

Суть методу полягає в поділі простору на сітку вузлів, кожен з яких моделюється як точка з'єднання ідеальних ліній передачі. Сигнали, які передаються по цих лініях, імітують електромагнітні хвилі. У кожен момент часу хвилі розповсюджуються по лініях, відбиваються, інтерферують та передаються до сусідніх вузлів згідно з умовами граничної узгодженості.

У найпростішому випадку (1D), вузол складається з двох ліній передачі, з'єднаних у точці (рис. 1.3.1):

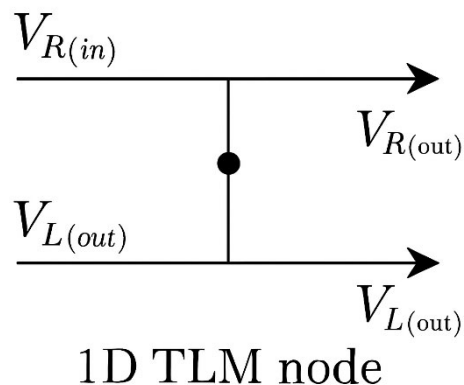


Рис. 1.3.1 – Лінія передачі

У кожному вузлі розглядаються вхідні (вхідні хвилі) і вихідні (відбиті) сигнали. У моменти часу $t = n\Delta t$ відбувається:

1. Передача хвиль до вузла

Хвилі надходять до вузла зліва і справа:

$$V_L^{(in)}(n), \quad V_R^{(in)}(n)$$

2. Розсіювання у вузлі

Відповідно до умов збереження енергії та імпедансного узгодження, на вузлі відбувається розсіювання. Вихідні хвилі обчислюються за правилами:

$$V_L^{(out)}(n) = \frac{1}{2} [V_R^{(in)}(n) - V_L^{(in)}(n)]$$

$$V_R^{(out)}(n) = \frac{1}{2} [V_L^{(in)}(n) - V_R^{(in)}(n)]$$

3. Передача хвиль до сусідніх вузлів

Вихідна хвиля вузла i передається на вхід сусіднього вузла $i+1$, і навпаки.

Метод TLM реалізується через часові ітерації:

Ініціалізація: початкові умови.

Розсіювання: обчислення нових вихідних хвиль на кожному вузлі.

З'єднання (connection): передача хвиль до сусідніх вузлів.

Граничні умови: врахування відбивань або поглинання на краях області.

Перехід до наступного кроку по часу.

Для 1D випадку, процес розсіювання можна подати у вигляді матриці:

$$\begin{bmatrix} V_L^{(out)} \\ V_R^{(out)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.5 & 0.5 \\ 0.5 & -0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_L^{(in)} \\ V_R^{(in)} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_L^{(out)} \\ V_R^{(out)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -0.5 & 0.5 \\ 0.5 & -0.5 \end{bmatrix}}_S \begin{bmatrix} V_L^{(in)} \\ V_R^{(in)} \end{bmatrix}$$

де S — матриця розсіювання (scattering matrix) для вузла.

У більш загальному (2D або 3D) випадку, вузол має більше з'єднань (наприклад, 4 або 6), і відповідно розмірність матриці S зростає.

Метод TLM використовується для моделювання:

- Прямокутних і круглих хвилеводів
- Антен

- Дифракційних структур
- Поглинаючих меж (PML)
- Розв'язання рівнянь Максвелла в складних геометріях

Переваги та недоліки

Переваги:

- Простота реалізації
- Добра фізична інтерпретація
- Легко враховуються граничні умови

Недоліки:

- Часова дискретизація — менша ефективність порівняно з частотними методами
- Може вимагати багато пам'яті для великих задач

1.4 Frequency Domain Solver (розв'язувач у частотній області)

Frequency Domain Solver — це потужний багатоцільовий тривимірний повнохвильовий розв'язувач, заснований на методі скінченних елементів (FEM), який забезпечує чудову ефективність моделювання для багатьох типів компонентів. Оскільки Frequency Domain Solver може обчислювати всі порти одночасно, це також дуже ефективний спосіб імітації багатопортових систем, таких як з'єднувачі та масиви. Frequency Domain Solver містить функцію зменшення порядку моделі (MOR), яка може прискорити моделювання резонансних структур, таких як фільтри.

Застосування розв'язувача у частотній області:

- Загальні високочастотні програми з використанням моделей малого та середнього розміру
- Резонансні конструкції
- Багатопортові системи
- 3D електроніка

Frequency Domain Solver у таких програмах, як CST Studio Suite або Ansys HFSS, вирішує повні рівняння Максвелла у частотній області, що дозволяє:

- Аналізувати стабільні гармонічні режими роботи електромагнітних структур.
- Застосовувати точні граничні умови, включно з періодичними, відкритими (PML), симетричними тощо.
- Працювати з розсіюючими та резонансними структурами з високою точністю.
- Використовувати адаптивну сітку FEM, яка автоматично уточнює розбиття в критичних зонах — для досягнення потрібної точності.
- Мати можливість побудови імпедансних матриць, портових S-параметрів і локального розподілу електромагнітних полів.

Метод скінченних елементів є ядром Frequency Domain Solver. Він передбачає:

- Розбиття 3D області на невеликі тетраедральні елементи. Побудову локальних апроксимацій для електричних і магнітних полів.
- Розв'язування великої системи рівнянь, що виникає внаслідок дискретизації рівнянь Максвелла.

Метод скінченних елементів (МСЕ, FEM – Finite Element Method) — один із найпоширеніших чисельних методів для розв'язання крайових задач у частинних похідних. Він застосовується для моделювання електромагнітних, теплових, механічних та інших фізичних процесів у складних геометріях. У рамках цієї дисертації FEM використовується в частотному розв'язувачі для розрахунку хвилевідної структури.

МСЕ виник з потребою розв'язування складних задач еластичності та структурного аналізу в цивільній, морській та авіаінженерії. Його розвиток можна відслідкувати ще в роботах Олександра Хренікова (1941) та Річарда Куранта (1942). При тому, що бачення двох науковців були неймовірно різними, вони усе ж таки сходились на найважливішому: розподілення великої неперервної області на менші домени, які як правило називаються елементами.

Алгоритм методу скінченних елементів є наступним:

1. Дискретизація розрахункової області, що передбачає подання конструкції у вигляді сукупності взаємопов'язаних скінченних елементів із визначеними вузлами.

2. Формування матриць жорсткості окремих елементів на основі вибраної моделі елемента, геометричних і фізико-механічних характеристик матеріалу.

3. Складання глобальної матриці жорсткості всієї конструкції та відповідного вектора зовнішніх навантажень шляхом агрегування локальних матриць елементів.

4. Урахування граничних умов, що включає модифікацію (редукцію) матриці жорсткості, векторів переміщень і навантажень з метою врахування обмежень на переміщення у відповідних вузлах.

5. Розв'язання сформованої системи алгебраїчних рівнянь для визначення невідомих вузлових переміщень.

6. Обчислення додаткових фізичних величин, зокрема напружень, деформацій та інших характеристик, що залежать від знайдених вузлових переміщень.

Математичне обґрунтування методу скінченних елементів:

Нехай електромагнітне поле описується рівнянням у частинних похідних, наприклад:

$$L(u) = f \text{ в області } \Omega$$

L – диференціальний оператор (наприклад, лапласіан)

u – шукане поле

f – відома функція (джерело)

Ω – обмежена область простору

На межі $\partial\Omega$ накладаються граничні умови Діріхле або Неймана.

Розв'язання задачі у методі скінченних елементів починається з переходу до слабкої (варіаційної) форми:

$$\int_{\Omega} \nabla u * \nabla v \, d\Omega = \int_{\Omega} f v \, d\Omega, \forall v \in V$$

де v — тестова функція з простору допустимих функцій, що задовольняють граничні умови. Цей підхід базується на принципі Рітца.

Особливістю методу скінченних елементів є розбиття складної області на сукупність простих за геометрією підобластей (елементів), для яких легко визначити уніфіковані базисні функції. Завдяки цьому забезпечується універсальність підходу, можливість апроксимації складних геометрій та зручність побудови чисельної моделі.

Розглянемо застосування локально визначених базисних функцій для знаходження переміщень стержня, що зазнає розтягу під дією зовнішньої сили F (рис. 1.4.1, а). У такій задачі переміщення описується лінійною залежністю

від координати (рис. 1.4.1, б), що дозволяє ефективно апроксимувати розв'язок за допомогою кусково-лінійних базисних функцій. Оберемо такі функції, які є локалізованими: кожна з них відмінна від нуля лише в околі відповідного вузла сітки та набуває значення одиниці в самому вузлі. За межами суміжних елементів ці функції звертаються в нуль, що забезпечує їх локальну підтримку та спрощує побудову глобального розв'язку (рис. 1.4.1, в).

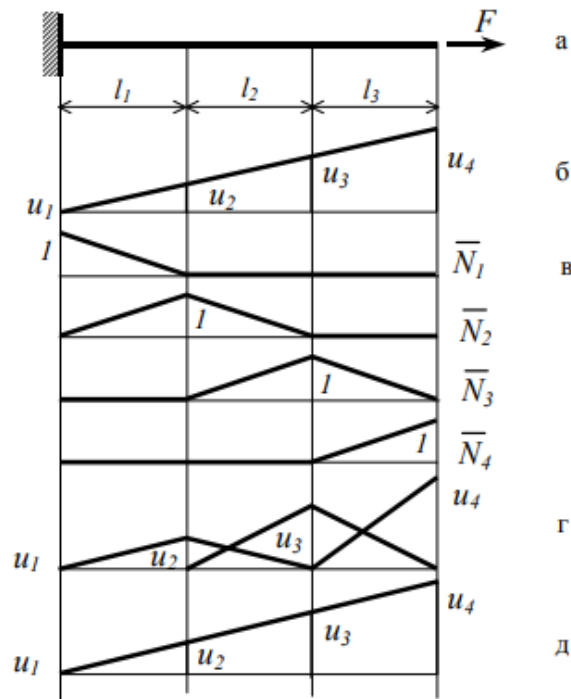


Рис. 1.4.1 – Переміщення у пружному стержні

Де

$$L = l_1 + l_2 + l_3$$

Цей рисунок візуалізує розв'язувану фізичну задачу у вигляді переміщень у пружному стержні — класичний приклад для пояснення МСЕ.

Апроксимація переміщень уздовж стержня здійснюється за допомогою базисних функцій, що відображають локальний характер деформації:

$$u = \sum_{i=1}^n \bar{N}_i q_i$$

Або якщо перевести у матричну форму, то

$$u = \bar{N}q, \text{ де}$$

$$\bar{N} = (\bar{N}_1 \bar{N}_2 \bar{N}_3 \bar{N}_4), \quad q = (q_1 \ q_2 \ q_3 \ q_4)^T$$

Базисні функції N_i є неперервними на всій області визначення $[0, L]$, проте їхні перші похідні зазнають розривів у вузлових точках, що є характерною особливістю кусково-лінійної апроксимації.

Тепер скористаємося варіаційним рівнянням Лагранжа

$$-\int_V \delta \varepsilon^T \sigma dV + \int_0^L \delta u^T p dx = 0$$

де p — навантаження, розподілене по довжині стержня ($p = F\delta(x-L)$, де $\delta(x-L)$ — функція Дірака).

Для стержня, що зазнає розтягу або стиску, справедливі наступні співвідношення для деформацій: $\varepsilon = \frac{du}{dx}$.

А для напружень $\sigma = E \frac{du}{dx}$, де E — модуль пружності матеріалу.

Область розрахунку розбивається на скінчену кількість елементів (трикутники у 2D, тетраедри у 3D) (рис. 1.4.2). Це дозволяє застосовувати локальні апроксимації на кожному елементі та зібрати глобальну систему.

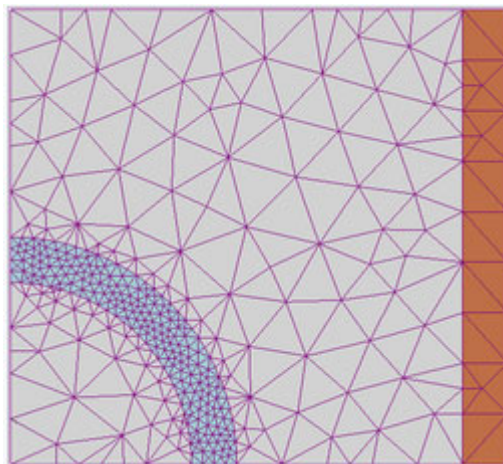


Рис. 1.4.2 - Двовимірний сітка (сітка гущіша навколо об'єкта, що нас цікавить).

Апроксимація розв'язку:

1. Постановка задачі у сильній формі

Початкову задачу моделювання фізичного поля часто формулюють у вигляді диференціального рівняння другого порядку з граничними умовами. Наприклад, у випадку одномірної задачі маємо:

$$-\frac{d}{dx}\left(a(x)\frac{du}{dx}\right) = f(x), x \in (0, l)$$

$x \in (0, l)$ – незалежна змінна, координата вздовж стрижня або області

$a(x)$ – функція коефіцієнта, яка описує фізичну властивість середовища, наприклад, модуль Юнга E , теплопровідність, електропровідність, тощо.

$u(x)$ – невідома функція розв'язку: наприклад переміщення, температура або потенціал.

$f(x)$ – щільність зовнішніх сил/джерел: наприклад, розподілене навантаження, теплове джерело.

Знак «мінус» перед похідною – ознака другого порядку і часто пов'язаний з рівновагою.

За граничними умовами:

$$u(0) = u_0, \quad \frac{du}{dx}\Big|_{x=l} = \bar{Q}$$

Граничні умови:

$$u(0) = u_0, \quad a(l)\frac{du}{dx}(l) = \bar{F}$$

Де

$u(0) = u_0$ – дирихлева гранична умова (задане значення функції).

\bar{F} – задане значення потоку або сили на правій межі (гранична умова Неймана).

$a(l)\frac{du}{dx}(l)$ – потік (напруження) на межі $x = l$ залежить від похідної u .

2. Варіаційна форма задачі

Задача переписується у варіаційній формі. Це дозволяє послабити вимоги до гладкості функції $u(x)$ і перейти до інтегрального формулювання:

$$\int_0^l a(x) \frac{du}{dx} \frac{dw}{dx} dx = \int_0^l f(x)w(x)dx + w(l)\bar{Q}, \forall w(x), \text{ для яких } w(0) = 0$$

Це рівняння отримується через застосування принципу Лагранжа або принципу мінімуму повної потенціальної енергії.

3. Апроксимація розв'язку

Вибирається кінцева система базисних (формуючих) функцій $\{N_i(x)\}$, що локально апроксимують розв'язок на кожному скінченному елементі. Шукаємо розв'язок у вигляді:

$$u(x) = \sum_{i=1}^n \bar{N}_i(x)u_i$$

Для одномірного випадку зазвичай використовуються лінійні функції:

$$N_1(x) = \frac{x_2 - x}{x_2 - x_1}, N_2(x) = \frac{x - x_1}{x_1 - x_2}$$

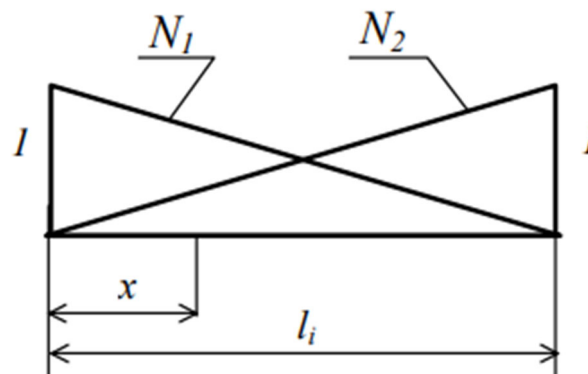


Рис. 1.4.3 – Лінія функцій

4. Формування локальних матриць жорсткості

Матриця жорсткості (stiffness matrix) — це основний структурний елемент у методі скінченних елементів (FEM), який описує, як матеріал або структура опирається деформації під дією навантажень. Вона виникає при дискретизації варіаційної (слабкої) форми задачі та дозволяє перейти від безперервного формулювання задачі до системи лінійних алгебраїчних рівнянь.

Варіаційне рівняння після підстановки апроксимації приводить до формування системи алгебраїчних рівнянь:

$$K^e = \int_{x_1}^{x_2} a(x) \frac{dN_i}{dx} \frac{dN_i}{dx} dx,$$

$$f^e = \int_{x_1}^{x_2} f(x) N_j dx,$$

де K^e – локальна матриця жорсткості для елемента, f^e – локальний вектор навантаження

5. Складання глобальної системи

Усі локальні елементи збираються в єдину глобальну систему з урахуванням з'єднання елементів у вузлах:

$$Ku = f$$

1. Застосування граничних умов і розв'язання

У фінальному етапі до глобальної системи застосовуються граничні умови. Наприклад, у випадку Діріхле просто фіксується відповідне значення вузла:

$$u_1 = u_0$$

Після чого розв'язується система методами лінійної алгебри, наприклад — методом Гауса або LU-розкладу.

Метод скінченних елементів дозволяє перейти від безперервної диференціальної задачі до системи алгебраїчних рівнянь, що може бути ефективно реалізована чисельно. У контексті даної дисертації FEM використовується як основа для побудови повнохвильових симуляцій у частотній області при моделюванні хвильовідних систем з ДФЗ.

1.5 Функція зменшення порядку моделі (MOR)

У процесі моделювання складних електромагнітних або електричних систем виникає потреба зменшити обчислювальні витрати. Часто початкова модель має дуже високий порядок (тобто багато ступенів вільності), що ускладнює чисельне моделювання та аналіз. Саме для цього застосовується зменшення порядку моделі (Model Order Reduction, MOR) — набір методів, що дозволяють замінити повну модель спрощеною, з набагато меншою кількістю змінних, зберігаючи при цьому її основні характеристики.

Почнемо з представлення лінійної динамічної системи у вигляді:

$$E\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t),$$

$$y(t) = Cx(t),$$

Де,

$E, A \in R^{n \times n}$ – матриці системи,

$B \in R^{n \times m}$ – вхідна матриця,

$C \in R^{p \times n}$ – вихідна матриця,

$x(t) \in R^n$ – вектор стану (дуже великої розмірності),

$u(t) \in R^m$ – вхід

Метою є побудувати редуковану систему порядку $r \ll n$;

$$\tilde{E}\dot{z}(t) = \tilde{A}z(t) + \tilde{B}u(t),$$

$$\tilde{y}(t) = \tilde{C}z(t),$$

Де $z(t) \in R^r$, таку, щоб:

$y(t) = \tilde{y}(t)$ на всьому заданому інтервалі часу

Найпоширенішими методами є:

1. Проекційні методи (наприклад, метод Крилова),
2. Балансування Ганкеля (Balanced Truncation),
3. Раде-подібні апроксимації (наприклад, PRIMA, SPRIM).

Найбільш інтуїтивно зрозумілим є метод Крилова, який часто використовується для систем електричних ланцюгів або хвилеводів.

Метод Крилова

Цей метод будує базис підпростору, в якому система поводитья подібно до повної моделі. Побудова базису ведеться за допомогою ітерацій, що створюють так званий Криловський підпростір:

$$K_r(A, B) = \text{span}\{B, AB, A^2B, \dots, A^{r-1}B\}$$

Для побудови редукованої системи обираються матриці проєкції $V \in R^{n \times r}$ та $W \in R^{n \times r}$, що формують:

$$\tilde{A} = W^t A V,$$

$$\tilde{B} = W^t B,$$

$$\tilde{C} = C V,$$

$$\tilde{E} = W^t E V,$$

Таким чином, редукована модель утворюється проєкцією повної системи на малий підпростір.

MOR широко використовується в таких галузях:

1. Мікроелектроніка (моделювання інтегральних схем).
2. Електромагнітне моделювання (наприклад, хвилеводи).
3. Системи керування (спрощення моделей для синтезу регуляторів).
4. Механіка (редукція FEM-моделей конструкцій).

1.6 Висновки до першого розділу

У процесі чисельного аналізу високоточної бездисперсійної хвилевідної секціїДФЗ на 180° було розглянуто два основні розв'язувачі CST Studio Suite — Time Domain Solver та Frequency Domain Solver. Обидва методи є потужними інструментами, однак мають свої переваги і обмеження, що визначають їх доцільність залежно від задачі.

Frequency Domain Solver, заснований на методі скінченних елементів (FEM), демонструє високу точність при аналізі резонансних і малосмугових структур. Його сильними сторонами є адаптивна побудова сітки, хороша реалізація граничних умов та ефективність у багатопортових системах. Проте він потребує окремого розрахунку для кожної частоти, що ускладнює оптимізаційні дослідження для широкосмугових пристроїв.

Time Domain Solver, побудований на методі скінченної інтеграції (FIT), дозволяє проводити широкосмугове моделювання в одному запуску, що є критично важливим для задач, пов'язаних із максимізацією робочої смуги частот. З огляду на складну геометрію та необхідність багаторазових варіацій конструкції хвилевідної секції під час оптимізації, саме цей розв'язувач показав себе як більш гнучкий і ефективний. До того ж, підтримка паралельних обчислень дала змогу значно скоротити час симуляцій.

У контексті дослідження діапазону частот приблизно від 6,7 до 12 ГГц, коли важливими є безперервність фазового зсуву та мінімізація дисперсії, Time Domain Solver забезпечив стабільні й достовірні результати. Також слід врахувати, що попередні етапи дослідження вже були реалізовані з використанням Time Domain Solver, що сприяє узгодженості всієї серії симуляцій.

Отже, з урахуванням:

1. широкосмугового характеру дослідження,
2. потреби у багаторазовому перерахунку в процесі оптимізації геометрії,
3. ефективності реалізації складних структур,
4. попереднього досвіду моделювання,

було обґрунтовано вибір Time Domain Solver як основного інструменту чисельного аналізу в рамках даної дисертації.

2 МЕТОДИ ОПТИМІЗАЦІЇ ДОСТУПНІ CST STUDIO SUITE

У процесі проектування високоточної бездисперсійної хвилевідної секції з ДФЗ на 180° однією з ключових задач є оптимізація геометричних параметрів структури з метою максимізації робочої смуги частот. Враховуючи складну нелінійну залежність електромагнітних характеристик від геометрії, а також наявність локальних екстремумів у просторі параметрів, класичні детерміновані підходи часто виявляються недостатньо ефективними.

Тому в рамках даного розділу буде розглянуто сучасні методи глобальної та локальної оптимізації, які використовуються у CST Studio Suite та є релевантними для задач високочастотного моделювання. Зокрема, увага буде зосереджена на наступних підходах:

Genetic Algorithm (GA) — еволюційний метод, що імітує процес природного добору і дозволяє ефективно досліджувати великий простір параметрів;

Trust Region Algorithm (TRA) — локальний оптимізаційний метод, що базується на побудові апроксимаційної моделі цільової функції в околі поточного рішення;

Particle Swarm Optimization (PSO) — метод, натхненний колективною поведінкою у природі, який добре зарекомендував себе при оптимізації складних багатовимірних функцій;

CMA Evolution Strategy (CMA-ES) — потужна стохастична стратегія еволюційного типу, здатна ефективно адаптуватися до форми простору пошуку за рахунок побудови коваріаційної матриці.

Кожен з цих підходів має свої переваги, обмеження та зони доцільного застосування. Враховуючи специфіку поставленої задачі — необхідність досягнення широкосмугового бездисперсійного режиму з точним фазовим зсувом у межах складної геометрії — вивчення та порівняння різних методів оптимізації є невід'ємною частиною дослідження.

2.1 Генетичний алгоритм

Генетичний алгоритм (англ. *genetic algorithm*) — це тип еволюційного методу пошуку, який застосовується для розв'язання задач оптимізації та моделювання. Його принцип роботи базується на поступовому доборі, комбінуванні та зміні параметрів, що нагадує процеси біологічної еволюції.

Однією з ключових характеристик цього алгоритму є використання операції схрещення, яка відіграє роль рекомбінації кандидатних рішень — аналогічно до того, як відбувається генетичне схрещення у природі. Засновником ідеї генетичних алгоритмів вважається Джон Голланд (*John Holland*), чия книга "*Adaptation in Natural and Artificial Systems*" стала основоположною працею в цій галузі.

Рух у напрямку до глобального оптимуму в генетичному алгоритмі здійснюється завдяки процесу відбору, який орієнтується на значення цільової функції. У той же час дослідження простору можливих рішень забезпечується за допомогою рекомбінації та мутації хромосом у межах поточної популяції. Усі змінні, що містять інформацію про параметри пристрою, що підлягає оптимізації, проходять квантування та кодуються у вигляді бінарного коду, після чого розміщуються у хромосомі як суцільна бінарна послідовність. Завдяки цьому генетичний алгоритм одночасно оперує всіма змінними, задіяними в процесі синтезу.

На відміну від класичних градієнтних методів, генетичний алгоритм працює не з одним розв'язком, а з цілим набором рішень — так званою популяцією хромосом. Існують також модифікації ГА, які дозволяють працювати безпосередньо з числовими змінними без попереднього кодування в бінарну форму. Проте саме бінарний генетичний алгоритм залишається найпоширенішим і найчастіше застосовуваним на практиці.

Згідно з теорією еволюції, будь-який організм можна охарактеризувати двома рівнями представлення: фенотипом, що описує зовнішній вигляд та функціональні властивості об'єкта в реальному світі, та генотипом, який

містить усю закодовану інформацію про нього у вигляді хромосомного набору. Кожен ген, тобто одиниця генетичної інформації в генотипі, має своє відображення у фенотипі у вигляді певної ознаки чи характеристики.

У контексті задачі синтезу це означає, що кожен ознаку об'єкта потрібно закодувати у формі, придатній для обробки генетичним алгоритмом. Після цього всі подальші дії алгоритму — відбір, схрещення, мутації — здійснюються виключно на рівні генотипу. Такий підхід дозволяє працювати з об'єктами без необхідності знання їхньої внутрішньої структури, що робить генетичні алгоритми ефективним інструментом для розв'язання широкого спектра задач оптимізації та синтезу.

Саме цей рівень оперування — на генотипі, а не на фенотипі — і є принциповою відмінністю генетичних алгоритмів від класичних градієнтних методів, які, за аналогією, взаємодіють виключно з фенотипом.

Зазвичай у генетичних алгоритмах для подання генотипу використовується бінарна система кодування. У такому випадку кожна характеристика (атрибут) об'єкта у фенотипі відповідає окремому гену у його генотипі.

Ген — це бітовий рядок, зазвичай фіксованої довжини, який використовується для кодування конкретної ознаки або параметра. Щоб отримати числове значення ознаки з бінарної послідовності, виконується декодування відповідно до заданої формули:

$$q = \left(\frac{q_{max} - q_{min}}{2^{Ng} - 1} \right) * \sum_{n=0}^{Ng-1} 2^n * b_n + q_{min}$$

Де q_{max} , q_{min} — мінімальне і максимальне значення параметру

Ng — кількість біт у гені

b_n — значення окремого біта у гені

Таке декодування бінарної інформації дозволяє зручно враховувати граничні умови та необхідну точність для кожного з параметрів, що оптимізуються.

Ще однією суттєвою відмінністю генетичного алгоритму від класичних методів оптимізації є те, що він працює з цілою сукупністю рішень одночасно — так званою популяцією індивідуумів. Еволюційний процес у ГА реалізується через поетапну зміну поколінь, де ймовірність потрапити в наступне покоління залежить від пристосованості кожного індивідуума. Чим вища пристосованість (тобто якість рішення за критерієм цільової функції), тим більше шансів, що саме цей індивідуум братиме участь у формуванні нового покоління.

Функція пристосування, або цільова функція, виступає як критерій оцінки: вона визначає, наскільки близьке конкретне рішення до бажаного результату синтезу. У результаті, з покоління в покоління, найбільш корисні характеристики (гени) поступово поширюються серед усієї популяції.

Схрещення особин з високою пристосованістю дозволяє зосередити пошук у найперспективніших областях простору рішень. У підсумку це призводить до збіжності популяції до оптимального або близького до оптимального розв'язку. Кожне наступне покоління зазвичай в середньому перевершує попереднє за значенням цільової функції.

Як тільки значення цільової функції стабілізується і перестає суттєво змінюватися, еволюційний процес завершується, а найкращий індивідуум з усієї популяції обирається як оптимальне розв'язання моделювання конструкцій задачі.

Основні етапи генетичного алгоритму:

- Ініціалізація популяції:

Генерується випадкова початкова популяція особин (можливих рішень).

Кожна особина кодує потенційне розв'язання задачі (наприклад, як вектор чисел чи бітів).

- Оцінювання (фітнес-функція):

Для кожної особини обчислюється фітнес-значення цільової функції (що оцінює якість розв'язання).

- Селекція (відбір):

Вибираються особини, які з більшою ймовірністю створять нове покоління (наприклад, за методом рулетки, турнірного відбору тощо).

- Кросовер (схрещування):

Комбінуються пари особин (батьків), щоб створити нових особин (нащадків).

- Мутація:

До деяких особин випадковим чином вносяться невеликі зміни (щоб забезпечити різноманіття та уникнути локального мінімуму).

- Заміна популяції:

Стара популяція частково або повністю замінюється новою.

- Критерій зупинки:

Алгоритм зупиняється, коли досягнуто певну кількість поколінь, час або значення цільової функції.

Оцінювання (фітнес-функція)

Після ініціалізації початкової популяції кожна особина піддається процедурі оцінювання, метою якої є визначення її здатності розв'язувати поставлену оптимізаційну задачу. Оцінювання виконується за допомогою фітнес-функції (англ. *fitness function*) — спеціально визначеної цільової функції, яка кількісно виражає якість або ефективність конкретного рішення, що кодується особиною.

Фітнес-функція є основним механізмом зворотного зв'язку між алгоритмом та задачею, яку він намагається розв'язати. Саме значення фітнесу визначає ймовірність участі тієї чи іншої особини в процесі формування наступного покоління. Чим вищим є значення фітнес-функції, тим кращою вважається особина з точки зору досягнення поставленої мети.

Залежно від характеру задачі, фітнес-функція може бути спрямована як на максимізацію, так і на мінімізацію цільового критерію. У випадку задач мінімізації часто використовуються модифіковані варіанти фітнес-функції, що дозволяють перетворити її на задачу максимізації, зокрема шляхом інверсії або введення відповідних штрафних функцій.

Крім того, фітнес-функція може враховувати додаткові обмеження на допустимість розв'язків. У разі порушення таких обмежень значення фітнесу знижується або застосовується штраф, що дозволяє алгоритму зосередитись на найбільш релевантних і коректних варіантах. Таким чином, фітнес-функція не лише відображає цільову функцію задачі, а й відіграє роль механізму селекції, що забезпечує спрямований пошук у просторі рішень.

Кроссовер

Оператор кросоверу (англ. crossover — взаємний обмін) — це операція, при якій дві батьківські хромосоми створюють нові хромосоми-нащадки шляхом обміну частинами хромосом між собою (або між кількома хромосомами в популяції).

Зазвичай кроссовер є одноточковим або двоточковим:

При одноточковому кросовері випадковим чином вибирається одна точка розриву (тобто ділянка між двома сусідніми бітами в хромосомі). Батьківські хромосоми розділяються на два сегменти у цій точці, і нащадки формуються шляхом комбінування сегментів від кожного з батьків (див. рис. 2.1.1).

При двоточковому кросовері, який використовується у цьому дослідженні, обираються дві точки розриву. Батьківські хромосоми поділяються на три сегменти, і один із них (вибраний випадковим чином для кожної операції кросоверу) обмінюється між батьками.

Кроссовер не є обов'язковою операцією — він виконується з імовірністю p_{cross} , яка зазвичай знаходиться у межах 0.6–0.95.

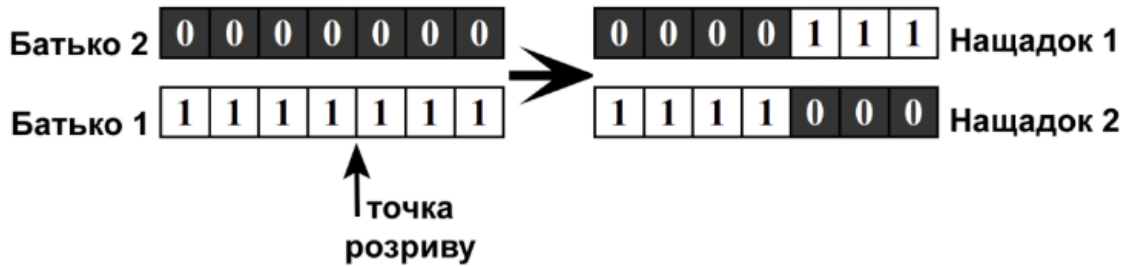


Рис. 2.1.1 – Рекомбінація бінарних хромосом

Селекція (відбір)

До основних операторів генетичного алгоритму належать селекція, схрещення (кросовер) та мутація.

Оператор селекції (англ. selection) виконує відбір хромосом, які братимуть участь у створенні «нащадків» — тобто нових хромосом, що формуватимуть наступне покоління. Найвідоміші оператори селекції – це турнір та рулетка.

Турнір:

Турнірна селекція (англ. Tournament selection) передбачає проведення N_{pop} турнірів для відбору відповідної кількості особин у нову популяцію. У кожному турнірі випадково обирається k особин з поточної популяції, після чого до наступного покоління переходить найкраща серед них. Найчастіше використовується варіант з $k = 2$.

Цей метод селекції вважається досить агресивним, особливо коли поєднується з ранжуванням хромосом у списку за значенням цільової функції. Він суттєво підвищує шанси на відбір найкращих хромосом, що забезпечує швидку збіжність алгоритму. Водночас така стратегія може призводити до втрати генетичного різноманіття, а отже — і потенційно корисних комбінацій генів, які містяться у менш пристосованих особинах.

Рулетка:

Метод рулетки (англ. roulette-wheel selection) полягає в тому, що для кожної особини обчислюється значення цільової функції, і ймовірність її відбору пропорційна цьому значенню (рис. 2.1.2). Іншими словами, уявімо, що

колесо рулетки має стільки секторів, скільки є особин у популяції, і розмір кожного сектора визначається імовірністю вибору відповідної хромосоми, яка пропорційна її значенню цільової функції $p_{sel}(i)$. Після запуску «рулетки» кілька разів (рівно стільки разів, скільки є особин у популяції), ми отримуємо нове покоління, до якого потрапляють ті особини, на яких зупинилася «кулька життя».

Математично це можна виразити як генерацію випадкового числа в діапазоні $[0, 1]$. Селекція може бути рівномірною і тоді імовірність p_{sel} обчислюється за формулою:

$$p_{sel}(i) = \frac{i}{N_{pop}},$$

Де N_{pop} – розмір популяції у ГА

У випадку, коли селекція здійснюється з урахуванням якості хромосоми, можливі два варіанти:

Імовірність вибору розраховується на основі значення цільової функції $F(i)$ для кожної хромосоми. Цей варіант є найбільш схожим на природний еволюційний процес, де більш адаптовані особини мають більші шанси на виживання і розмноження. Щоб максимізувати обчислення використаємо формулу:

$$p_{sel}(i) = \frac{F(i)}{\sum_{i=1}^{N_{pop}} F(i)}$$

У випадку мінімізації задачі, значення цільової функції для кожної хромосоми можна обчислити шляхом віднімання цього значення або від наперед заданого великого числа, або від числа, яке дещо перевищує значення цільової функції найгіршої хромосоми.

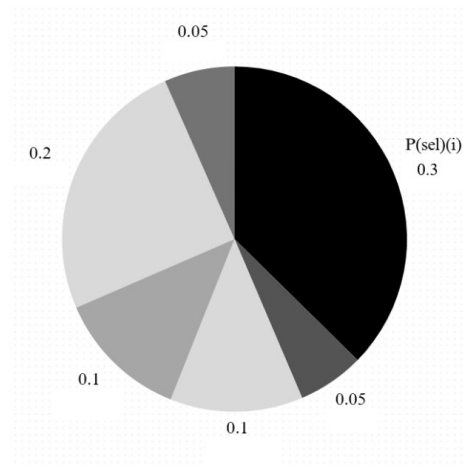


Рис. 2.1.2 – Селекція методом рулетки

Імовірність вибору хромосоми визначається на основі її позиції у списку, відсортованому за значенням цільової функції (селекція за рангом). У цьому випадку чим вище (тобто ближче до першої позиції) розташована хромосома у списку, тим вища ймовірність її відбору. Наприклад, якщо найкраща хромосома займає перше місце, то їй відповідає максимальна ймовірність бути обраною.

Мутація

Однією з важливих складових генетичного алгоритму є оператор мутації (англ. *mutation*), який відповідає за стохастичне модифікування окремих елементів хромосом. У бінарній реалізації алгоритму мутація полягає у випадковому інвертуванні деяких бітів у хромосомі. Значення імовірності мутації (p_{mut}) зазвичай фіксується на низькому рівні, оскільки провідну роль у формуванні нових рішень відіграють оператори селекції та кросоверу. Водночас мутація виконує критичну функцію — забезпечує додаткове дослідження простору рішень шляхом внесення нової генетичної інформації, яка не може бути отримана лише через схрещування. Це дозволяє розширити різноманіття популяції та уникнути передчасної збіжності до локального оптимуму.

Генетичний алгоритм ініціалізується з випадково згенерованої початкової популяції, яка представлена бітовими послідовностями — хромосомами. Оновлення популяції на наступних етапах відбувається не повністю, оскільки

оператор кросоверу застосовується з певною ймовірністю, меншою за одиницю. Однак загальна кількість особин у популяції зберігається сталою протягом усієї оптимізаційної процедури. Один повний цикл відбору, схрещування та мутації, який проходить кожна особина, прийнято називати епохою.

Процедура зупинки алгоритму визначається кількома критеріями. Зокрема, це досягнення цільовою функцією наперед заданого значення (оптимуму або допустимого рівня) та досягнення максимальної кількості ітерацій. Додатково здійснюється перевірка на стагнацію, що полягає в аналізі змін найкращого значення цільової функції між епохами. Ефективнішим є контроль стагнації на рівні генотипів. Якщо структура хромосом у популяції стає майже ідентичною (оцінюється за допомогою метрики, наприклад, відстані Хеммінга), то ймовірність отримання покращеного рішення істотно знижується. У такому випадку подальше виконання алгоритму втрачає доцільність.

Робота з бітовим представленням рішень дає змогу ефективно враховувати як дискретні, так і неперервні змінні (після квантування) та виконувати оптимізацію задач великої розмірності — без попереднього знання кількості параметрів. Цільова функція може включати як аналітичні вирази, так і експериментально отримані залежності, причому для її використання не вимагається обчислення похідних. Завдяки популяційному підходу, генетичний алгоритм добре масштабується і придатний для реалізації в середовищах паралельних обчислень.

Метод успішно застосовується у задачах електродинамічного синтезу, зокрема для проектування дротових, мікросмужкових та ультраширококутних антен, а також для формування діаграм спрямованості антенних решіток. Отримані за допомогою ГА рішення, як правило, узгоджуються з фізичними принципами, проте є складними для інтуїтивного проектування. Наприклад, синтез малої дротової антени із численними

вигинами монополя або створення двосмугової смужкової антени зі складною Щілинною структурою є результатом роботи алгоритму, який автоматично підбирає ефективну конфігурацію відповідно до поставлених вимог.

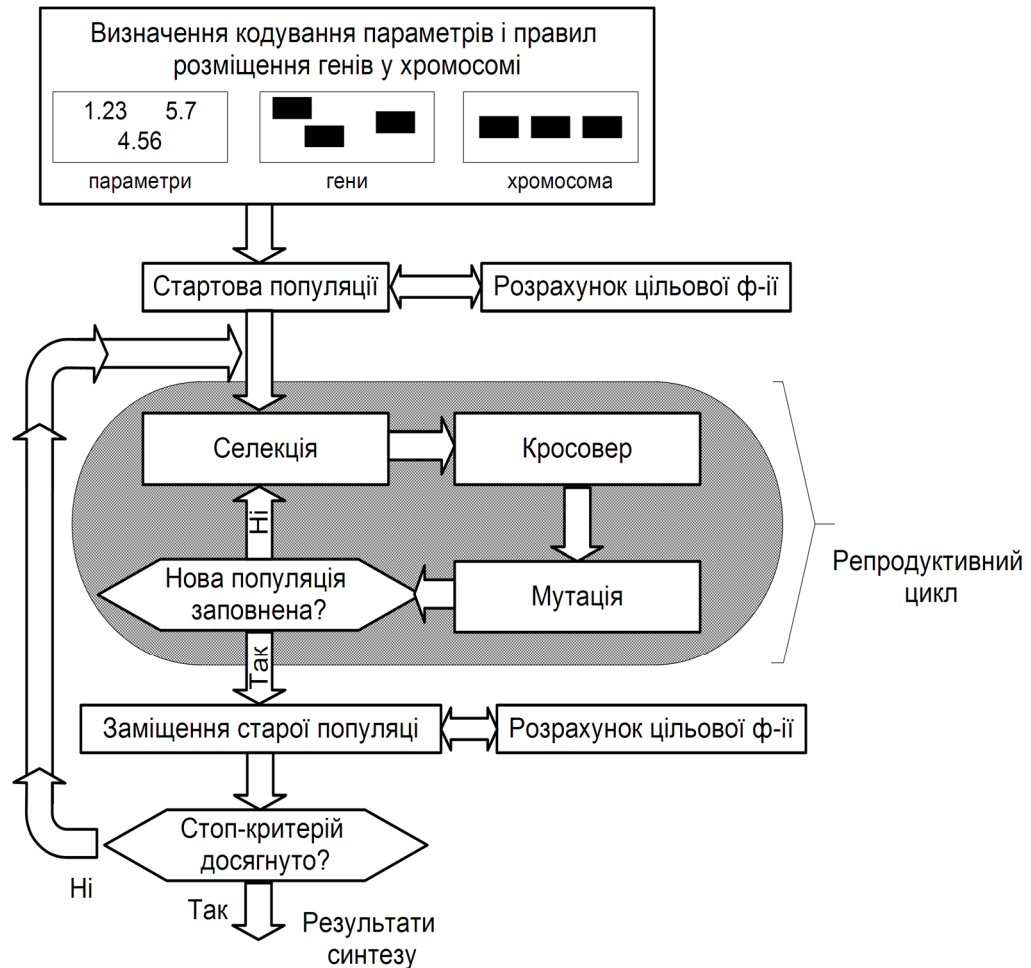


Рисунок 2.1.3 – Алгоритм роботи генетичного алгоритму

Попри високу практичну ефективність генетичного алгоритму при розв'язанні широкого кола задач, пов'язаних із синтезом технічних пристроїв, теоретичні аспекти цього методу досі залишаються обмеженими. Зокрема, на сьогодні відсутній строгий математичний доказ його збіжності до глобального екстремуму, а також немає формального визначення класу задач, у межах якого алгоритм гарантовано демонструє найкращі результати. Крім того, налаштування основних параметрів алгоритму, як правило, здійснюється на основі емпіричних спостережень та попереднього досвіду застосування.

У випадку бінарної реалізації ГА одним із практичних рекомендацій є вибір розміру популяції не меншим за довжину хромосоми в бітах. Такий підхід дозволяє забезпечити достатнє покриття простору можливих рішень на початкових етапах оптимізації. Однак складність обчислювального процесу зростає пропорційно до обсягу популяції, що вимагає обґрунтованого підходу до вибору чисельності особин.

З метою забезпечення прийнятної часу виконання синтезу доцільно використовувати швидкі чисельні методи аналізу, наприклад, метод моментів, який добре зарекомендував себе в задачах електродинаміки. У разі відсутності можливості застосування таких методів, обсяг популяції змушено скорочують, що, у свою чергу, знижує ефективність дослідження простору рішень і підвищує ризик збіжності до локального, а не глобального екстремуму.

2.2 Метод довірчої області

Метод довірчої області (Trust Region Framework) є одним з ключових підходів у чисельній оптимізації, який ґрунтується на побудові та послідовному уточненні локальних моделей цільової функції в межах обмеженої області, що називається довірчою областю (trust region). Ідея полягає в тому, що в безпосередній околиці поточного наближення модельна функція (зазвичай квадратична) здатна адекватно апроксимувати поведінку справжньої цільової функції. Таким чином, на кожній ітерації замість глобального мінімуму цільової функції мінімізується її локальна модель в межах поточної довірчої області.

Адаптивність є важливою властивістю цього підходу: якщо розв'язання підзадачі моделі дає покращення, яке узгоджується з очікуванням (тобто модель є достовірною), область довіри розширюється; у протилежному випадку, коли фактичне покращення цільової функції істотно гірше, ніж передбачене модельною функцією, довірна область звужується. Відповідність між очікуваним і фактичним покращенням оцінюється за допомогою коефіцієнта відповідності:

$$\rho = \frac{f(x_k) - f(x_k + s_k)}{m_k(0) - m_k(s_k)}$$

де $f(x)$ — цільова функція, $m_k(s)$ — модель на k -ій ітерації, s_k — обчислений крок. Значення ρ інтерпретується як рівень довіри до моделі: якщо ρ перевищує заданий поріг (наприклад, 0,75), модель вважається надійною і розмір області збільшується; якщо значення менше (наприклад, $< 0,25$), — довірна область зменшується.

Методи довірчої області можна розглядати як концептуально *подвійні* до методів лінійного пошуку. У методах довірчої області спочатку фіксується розмір допустимої області для пошуку рішення, а вже потім визначається напрямок кроку в межах цієї області. У протилежність цьому, методи

лінійного пошуку обирають напрямок кроку спочатку, після чого шукають оптимальну довжину кроку в цьому напрямку.

Trust Region Framework виявив себе особливо ефективним при розв'язанні задач нелінійної найменшої квадратики та інших проблем, де глобальна структура цільової функції є складною, але локальні властивості дозволяють точне моделювання. Завдяки такому підходу до побудови наближень, TRF забезпечує високу стабільність, особливо у випадках погано обумовлених функцій або сильно нелінійної поведінки.

2.3 Алгоритм рою частинок (Particle Swarm Optimization)

Алгоритм рою частинок (Particle Swarm Optimization, PSO) є метаевристичним методом глобальної оптимізації, натхненим соціальною поведінкою зграї птахів або косяка риб. PSO був запропонований Kennedy і Eberhart у 1995 році. Його суть полягає в ітеративному пошуку екстремуму функції за допомогою множини агентів — "частинок", що рухаються в просторі рішень під впливом свого власного досвіду та досвіду інших частинок.

Принцип дії алгоритму

Рій складається з N частинок. Кожна частинка має такі характеристики:

Позицію в просторі розв'язків $x_i \in R^D$

Швидкість: $v_i \in R^D$

Найкращу особисту позицію (тобто точку, в якій ця частинка мала найкраще значення функції): p_i

Глобальну найкращу позицію серед усього рою: g

На кожній ітерації положення і швидкість частинки оновлюються за такими формулами:

Формула оновлення швидкості:

$$v_i^{(t+1)} = w * v_i^{(t)} + c_1 * r_1 * (p_i - x_i^t) + c_2 * r_2 * (g - x_i^{(t)})$$

Формула оновлення позиції:

$$x_i^{(t+1)} = x_i^{(t)} + v_i^{(t+1)}$$

Де

w – коефіцієнт інерції (відповідає інерції руху частинки),

c_1, c_2 – коефіцієнти когнітивної та соціальної складових,

$r_1, r_2 \sim U(0,1)$ – випадкові числа для стохастичності.

Алгоритм PSO — крок

1. Ініціалізація позицій x_i та швидкостей v_i для всіх частинок.
2. Обчислення значення цільової функції $f(x_i)$
3. Оновлення p_i та g
4. Оновлення швидкостей і позицій.
5. Перехід до наступної ітерації або завершення за критерієм зупинки.

Геометрична інтерпретація

На кожному кроці частинка "зважує" три вектори:

свій попередній напрямок ($w * x_i$),

напрямок до свого особистого кращого положення ($p_i - x_i$),

напрямок до глобального кращого положення ($g - x_i$).

Це забезпечує баланс між **експлуатацією** (пошук поблизу відомих хороших точок) та **розвідкою** (дослідження нових областей простору рішень).

2.4 Алгоритм еволюційної стратегії адаптації коваріаційної матриці (CMA-ES)

CMA-ES (Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy) — це один із найефективніших стохастичних методів глобальної оптимізації без використання градієнта, особливо придатний для складних, нерегулярних та не опуклих функцій. Його основу складає еволюційна стратегія μ/λ , в якій на кожній ітерації створюється нова популяція кандидатів, і з неї обираються найкращі для оновлення параметрів пошуку.

Основні компоненти алгоритму

1. Генерація нащадків

На кожній ітерації t генерується λ особин

$$x_k^{(t)} = m^t + \sigma^t * B^{(t)} D^{(t)} z_k, \quad z_k \sim N(0, I), k = 1, \dots, \lambda$$

Де $m^{(t)}$ – центр пошуку (центр маси), $\sigma^{(t)}$ – глобальний розмір кроку (step-size),

$C^{(t)} = B^{(t)} D^{(t)} D^{(t)T} B^{(t)T}$ – коваріаційна матриця, де B – матриця власних векторів, D – діагональна матриця квадратних коренів власних значень.

2. Оновлення центру маси

Після оцінки λ особин відбираються μ найкращих (за значенням цільової функції). Центр маси оновлюється так:

$$m^{(t+1)} = \sum_{i=1}^{\mu} w_i * x_{i:\lambda}^{(t)}$$

w_i – вагові коефіцієнти (позитивні, нормовані $\sum w_i = 1$)

$x_{i:\lambda}^{(t)}$ – i -та найкраща особина серед λ .

3. Адаптація кроку σ

Оновлення кроку здійснюється через контроль довжини еволюційного шляху p_σ :

$$p_\sigma^{(t+1)} = (1 - c_\sigma) p_\sigma^{(t)} + \sqrt{c_\sigma(2 - c_\sigma) \mu_{eff}} * C^{-\frac{1}{2}} * \frac{m^{(t+1)} - m^{(t)}}{\sigma^{(t)}}$$

$$\sigma^{(t+1)} = \sigma^{(t)} * \exp\left(\frac{c_\sigma}{d_\sigma} \left(\frac{\|p_\sigma^{(t+1)}\|}{E\|N(0, I)\|} - 1\right)\right)$$

4. Адаптація коваріаційної матриці

Еволюційний шлях для матриці коваріації:

$$p_c^{(t+1)} = (1 - c_c)p_c^{(t)} + h_\sigma * \sqrt{c_c(2 - c_c)\mu_{eff}} * \frac{m^{(t+1)} - m^{(t)}}{\sigma^{(t)}}$$

Оновлення самої матриці:

$$C^{(t+1)} = (1 - c_1 - c_\mu)C^{(t)} + c_1 p_c^{(t+1)} p_c^{(t+1)T} + c_\mu \sum_{i=1}^{\mu} w_i * y_i y_i^T$$

Де $y_i = \frac{x_{i\lambda}^{(t)} - m^t}{\sigma^{(t)}}$,

$\mu_{eff} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\mu} w_i^2}$ – ефективна кількість батьків,

c_σ, d_σ – параметри адаптації масштабу кроку,

c_c, c_1, c_μ – параметри оновлення коваріаційної матриці,

h_σ – умовна одиниця (1 або 0), яка залежить від довжини p_σ .

Алгоритм СМА-ES поєднує еволюційні принципи з детальною адаптацією просторового розподілу варіацій. Завдяки оновленню коваріаційної матриці, він ефективно "вчиться" формі цільової функції й орієнтує розподіл варіацій уздовж напрямів найшвидшого зниження.

2.5 Висновки до другого розділу

У процесі синтезу та оптимізації високоточної бездисперсійної хвилевідної секції з ДФЗ 180° , ключовим завданням є досягнення максимально широкої робочої смуги частот. Враховуючи складність електромагнітної моделі та велику кількість параметрів, що впливають на результат, використання класичних локальних методів оптимізації є недостатнім.

Завдяки широкому набору інструментів оптимізації в CST Studio Suite стало можливим дослідити різні підходи до знаходження оптимальних геометричних конфігурацій секції. Зокрема, еволюційні методи (генетичний алгоритм, CMA-ES) та метод рою частинок (PSO) продемонстрували високу ефективність у пошуку глобального екстремуму навіть в умовах наявності численних локальних мінімумів. Метод довірчої області (Trust Region Framework) виявився корисним на етапі локального уточнення вже знайдених перспективних рішень.

У результаті застосування поетапної оптимізації з використанням згаданих методів вдалося реалізувати структуру, яка забезпечує бездисперсійний режим роботи в широкому частотному діапазоні. Отримані результати підтверджують доцільність комплексного підходу, який поєднує глобальні та локальні методи оптимізації для задач високочастотного моделювання з багатопараметричними просторами.

Таким чином, ефективне використання оптимізаційних алгоритмів CST Studio Suite є критичним фактором при розв'язанні задач синтезу хвилевідних структур із заданими фазовими характеристиками та високими вимогами до смуги частот.

3 ТЕОРЕТИЧНІ АСПЕКТИ РОБОТИ ФАЗОЗСУВНИХ СЕКЦІЙ

Після чисельного моделювання та оптимізації хвилевідної секції з використанням методів CST Studio Suite, необхідним є детальний теоретичний аналіз фізичних принципів, що лежать в основі роботи фазозсувних структур. Зокрема, для розуміння досягнутих характеристик та формування вимог до подальших проектних рішень доцільно розглянути ключові аспекти, які визначають фазову поведінку хвилевідної секції.

У цьому розділі розглядається принцип формування фазового зсуву, зокрема — умови досягнення різниці фаз у 180° між каналами. Окрему увагу приділено поняттю бездисперсійності, яке у даному контексті трактується як збереження постійного фазового зсуву у широкому частотному діапазоні, без значного спотворення фазової або групової затримки.

3.1 Принцип фазового зсуву

Фазовий зсув сигналу у хвилеводі — це різниця фаз між електромагнітними хвилями, що проходять через дві різні траєкторії або через структурно різні секції одного хвилеводу. У випадку диференційного фазового зсуву, метою є отримання сталої різниці фаз між двома каналами, зокрема $180^\circ \pm 10^\circ$ в широкому діапазоні частот, з мінімальною дисперсією.

Для хвилі, що поширюється у хвилеводі довжиною l , фазовий зсув описується формулою:

$$\Delta\phi = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda_g} l$$

Де β — фазовий коефіцієнт хвилі в хвилеводі, λ_g — довжина хвилі в хвилеводі, яка залежить від частоти і геометрії хвилеводу.

3.2 Принцип диференційованого фазового зсуву

Для реалізації диференційованого фазового зсуву на 180° , використовуються дві секції з однаковою довжиною, але різною симетрією — дзеркальна та ковзна. Їх призначення — змінити ефективну фазову швидкість у кожному плечі таким чином, щоб на виході досягався фазовий зсув 180° незалежно від частоти в межах робочої смуги.

Ковзна симетрія (Sliding Symmetry)

Секція з ковзною симетрією зберігає ефективну фазову довжину, але вносить мікроструктурні зсуви, які дозволяють контролювати частотно-залежну фазову характеристику.

Дзеркальна симетрія (Mirror Symmetry)

У дзеркальній секції структура симетрична відносно центральної площини, але її геометрія забезпечує протилежну частотну залежність фазового зсуву, що дозволяє компенсувати дисперсійні ефекти у сумі двох плечей.

Реалізація бездисперсійного фазового зсуву

Ключовий принцип бездисперсійності — забезпечення сталої різниці фаз при зміні частоти:

$$\frac{d}{df}(\phi_1 - \phi_2) \approx 0$$

Де $\phi_1(f)$ і $\phi_2(f)$ – фазові характеристики відповідно ковзної та дзеркальної секцій.

Таким чином, зсув:

$$\Delta\phi(f) = \phi_1(f) - \phi_2(f) \approx 180^\circ \mp 0.5^\circ$$

У всьому діапазоні частот.

3.3 Сфери застосування диференційованого фазового зсуву

Високоточні бездисперсійні секції з фазовим зсувом на 180° є критично важливими у широкому спектрі ВЧ і НВЧ застосувань:

- Антенні решітки з електронним скануванням (ФАР): фазові зсуви між елементами дозволяють динамічно керувати напрямком випромінювання без переміщення фізичних елементів.
- Балансні системи та фазові модулятори: дозволяють реалізувати точні модуляції та демодуляції сигналів за рахунок контрольованого фазового зсуву.
- Інтерферометри та вимірювальні системи: використовуються для точного аналізу різниці фаз між каналами, зокрема в спектроскопії та радіоастрономії.
- Диплексери та мікрохвильові дільники потужності: забезпечують ефективне розділення або комутацію каналів на основі фазової інформації.
- Фазокалібрувальні трактові лінії в РЛС і вимірювальних стендах: для стабільної фазової компенсації незалежно від частоти.

3.4 Поняття «бездисперсійність» у контексті фази

Дисперсія в електромагнітних структурах

У загальному випадку дисперсією називають залежність фазової або групової швидкості електромагнітної хвилі від частоти. У хвилевідних структурах така залежність виникає внаслідок геометричних параметрів (форм-факторів) або періодичних вставок, які змінюють поведінку хвилі при різних частотах.

Для хвилеводу фазовий зсув ϕ пов'язаний із частотою f через фазовий коефіцієнт $\beta(f)$, тож дисперсія визначається як:

$$\frac{d\phi}{df} = \frac{d}{df} (\beta(f) * l)$$

Де

$\beta(f)$ – фазовий коефіцієнт, функція частоти,

l – довжина хвилевідної секції.

Бездисперсійність у фазовому сенсі

Бездисперсійною називають таку хвилевідну структуру, в якій фазовий зсув між двома каналами залишається сталим у широкому діапазоні частот. Іншими словами, похідна різниці фазових характеристик по частоті прямує до нуля:

$$\frac{d}{df} (\phi_1(f) - \phi_2(f)) \approx 0$$

Це означає, що різниця фаз між каналами не змінюється при зміні частоти, а отже — структура не вносить додаткових фазових спотворень у сигнали, які мають широку спектральну складову.

Застосування фазового зсуву саме на 180° має ключове значення у високоточних радіотехнічних системах, зокрема у диференційних лініях з передачею сигналу, де необхідно забезпечити стійке інтерференційне придушення, ефективну компенсацію паразитних впливів та покращення сигнал/шум співвідношення. У подібних системах, зокрема в хвилевідних

структурах, фазовий зсув на 180° дозволяє реалізувати так звану антифазну роботу каналів — це є базовим принципом багатьох мікрохвильових і міліметровохвильових пристроїв, таких як диференційні фазоінвертори, балун-фільтри, та високодобротні селективні елементи.

З математичної точки зору, диференційний фазовий зсув на 180° реалізується через модифікацію фазової компоненти сигналу:

$$\phi_n = \phi_{n-1} + \pi \text{ mod } 2\pi$$

де ϕ_n — фаза поточного сигналу, ϕ_{n-1} — фаза попереднього. Це рівняння описує інверсію фази, яка при подвійному проходженні або накопиченні фазового зсуву повертає сигнал до вихідного стану, що має важливе значення для реалізації бездисперсійних схем.

У високочастотних хвилевідних системах реалізація стабільного диференційного фазового зсуву є критично важливим завданням, особливо в контексті побудови високоточних пристроїв фазового балансування, розподілу потужності або компенсації збурень. У даній роботі розглядається хвилевідна структура, що забезпечує диференційний фазовий зсув на $180 \pm 0,5$ градусів у широкому частотному діапазоні, з урахуванням вимоги бездисперсійності.

Конструктивною основою є прямокутний хвилевід розміром 23×23 мм, у якому реалізовано дві функціонально різні секції, послідовно інтегровані в тракт передачі. Перша секція характеризується ковзною симетрією, що дозволяє реалізувати фазовий зсув завдяки асиметричному збуренню модового поля без суттєвого впливу на групову швидкість. Друга секція має дзеркальну симетрію, яка, навпаки, компенсує або підсилює фазову реакцію шляхом просторово-симетричного зсуву поля, водночас мінімізуючи вплив паразитної модової конверсії.

Ключовою вимогою до секції є бездисперсійність, що у цьому контексті означає сталість фазового зсуву в межах робочої смуги частот.

Завдяки конструктивній симетрії та оптимізованому профілю поперечного збурення, секції не лише забезпечують необхідний фазовий зсув, але й зберігають мінімальний вплив на амплітуду та форму переданого сигналу, що є важливою умовою для високоточних фазових систем.

Таким чином, запропонована хвилевідна секція поєднує два різних механізми фазового зсуву — ковзну та дзеркальну симетрії — в одній структурі, що дозволяє досягти стабільного диференційного зсуву на 180° із допустимим відхиленням $\pm 0.5^\circ$, з гарантованою бездисперсійністю у цільовому частотному діапазоні.

Бездисперсійність (англ. *dispersionless, non-dispersive*) — це властивість системи, при якій фазовий зсув або фазова швидкість не залежать (або майже не залежать) від частоти в певному робочому діапазоні.

Бездисперсійна структура — це така структура, в якій фазовий зсув $\phi(\omega)$ змінюється лінійно з частотою ω , тобто друга похідна фази за частотою є нульовою:

$$\frac{d^2\phi}{d\omega^2}$$

або ж фазова характеристика $\phi(\omega)$ має постійну похідну:

$$\frac{d\phi}{d\omega} = \text{const}$$

що означає сталість групової затримки.

Що це означає фізично:

Сигнал усіх частот у смузі пропускання проходить секцію з однаковою затримкою.

Форма імпульсу не спотворюється (або спотворюється мінімально).

У фазозсувниках це означає, що фазовий зсув (наприклад, 180°) зберігається у широкому частотному діапазоні.

4 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ОПТИМІЗАЦІЇ ДЛЯ ЗАДАНОЇ МОДЕЛІ

У контексті проектування бездисперсійної хвилевідної секції з диференційованим фазовим зсувом на 180° , основною метою чисельного моделювання є досягнення максимальної ширини робочої смуги частот, у якій зберігається стабільний фазовий зсув між вихідними сигналами. Для досягнення цього результату необхідно оптимізувати геометрію секції, варіюючи конкретні параметри структури.

У цьому розділі буде здійснено формальне визначення задачі оптимізації, що включає:

Набір обмежень, що враховує фізичні, технологічні та електродинамічні обмеження моделі — допустимі розміри секції, рівень зворотного відбивання ($|S_{11}|$), втрати та можливість практичної реалізації структури.

Оптимізаційні параметри, до яких належать геометричні характеристики внутрішніх елементів хвилеводу (ширини, висоти, відступи, довжини вставок тощо), що мають істотний вплив на діапазон робочих частот.

Формалізація цієї задачі є необхідним етапом перед застосуванням відповідного методу оптимізації (наприклад, генетичного алгоритму або стратегії еволюції), оскільки дозволяє чітко визначити мету, допустимі варіації параметрів і обмеження, яких потрібно дотримуватись у процесі пошуку оптимального рішення.

4.1 Формалізація цільової функції

Основною метою оптимізації в даному дослідженні є максимізація робочої смуги частот Δf . Робоча смуга визначається як діапазон частот, у межах якого досліджувана структура функціонує відповідно до заданих вимог.

Оптимізаційна задача формулюється як:

$$\Delta f = \max(f_{max} - f_{min})$$

- $[f_{max}, f_{min}]$ — межі частотного діапазону, в якому структура відповідає критеріям працездатності.

Окрім абсолютної, важливим критерієм є також відносна робоча смуга частот, яка визначається як відношення ширини робочої смуги до центральної частоти:

$$\Delta f_{rel} = \frac{\Delta f}{f_0}, f_0 = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}$$

Це дозволяє об'єктивно характеризувати роботу пристрою незалежно від абсолютного масштабу частот. Це особливо важливо, оскільки абсолютна ширина смуги в герцах не дає повної картини — одна й та сама смуга може бути дуже ефективною на низьких частотах і майже марною на високих. Відносна смуга нормалізує результат і забезпечує справедливе порівняння між різними реалізаціями, незалежно від того, у якому частотному діапазоні працює пристрій. Крім того, цей показник дозволяє оцінити, наскільки вдало реалізована топологія фазового зсувача з точки зору забезпечення стабільного фазового зсуву в широкому частотному діапазоні. Саме широкосмугова стабільність є ключовою вимогою для бездисперсійних пристроїв, і чим більшою є відносна смуга, тим кращою вважається структура. Таким чином, відносна робоча смуга виступає універсальним критерієм якості, який характеризує технологічну ефективність і придатність конкретної топології до практичного застосування.

4.2 Обмеження (розміри, втрати, відбивання)

У процесі оптимізації хвилевідної секції з диференційованим фазовим зсувом на 180° важливо не лише максимізувати робочу смугу частот, але й забезпечити фізичну реалізованість конструкції, відповідність технологічним вимогам та узгодженість з електродинамічними критеріями. У зв'язку з цим до задачі оптимізації вводяться ряд обмежень, які поділяються на геометричні, електромагнітні та технологічні.

Хоча явні мінімальні чи максимальні межі параметрів не грають ролі, але загальна стратегія оптимізації передбачає мінімізацію габаритів конструкції зі збереженням необхідних функціональних характеристик.

Особливістю досліджуваної хвилевідної структури є наявність двох типів секцій: з ковзною симетрією та з дзеркальною симетрією. До обох частин конструкції накладається важливе геометричне обмеження:

усі елементи кожної секції повинні бути однаковими між собою, тобто повторювані ступені повинні мати ідентичні розміри. Це стосується як ширини, так і висоти, довжини та інших параметрів окремих вставок.

Таке обмеження дозволяє зменшити кількість оптимізованих параметрів і водночас забезпечує симетричність та технологічну узгодженість структури. Також це забезпечить і бездисперсійний фазовий зсув.

Одним із ключових показників ефективності конструкції є рівень зворотного відбиття, що характеризується коефіцієнтом відбиття $|S_{11}|$.

У базовій постановці задачі вводиться умова:

$$|S_{11}(f)| \leq -25 \text{ дБ по всій робочій смузі.}$$

При цьому допускається часткове порушення цієї умови на окремих частотах, якщо загальний рівень узгодження залишається прийнятним.

З огляду на майбутню практичну реалізацію конструкції, до моделі вводяться базові обмеження, пов'язані з виготовленням:

Мінімальна товщина металевих елементів: не менше 0.5 мм, що забезпечує механічну стабільність.

Реалістичність геометрії: конструкція повинна бути реалізованою методами точного фрезерування або іншими доступними технологіями обробки металу.

Ці обмеження забезпечують не лише відповідність теоретичної моделі до реального прототипу, але й спрощують подальшу інтеграцію конструкції в реальні СВЧ-системи.

4.3 Побудова хвилевода

Для проведення чисельного аналізу бездисперсійної хвилевідної секції з ДФЗ на 180° було побудовано тривимірну електромагнітну модель прямокутного хвилеводу у програмному середовищі CST Studio Suite. Основною метою даного етапу було створення узгодженої геометрії, яка б точно відображала фізичні умови та дозволяла проводити надійне широкосмугове моделювання.

1. Геометричні параметри

Хвилевід реалізовано з прямокутним поперечним перерізом 23×23 мм, що забезпечує збудження та стабільне поширення основної моди TE_{10} у досліджуваному частотному діапазоні. Товщина стінок конструкції становить 0.5 мм, що відповідає мінімальним технологічним вимогам до механічної міцності, при збереженні електродинамічної ефективності.

Внутрішній об'єм хвилеводу не заповнений матеріалом, тобто всередині знаходиться повітря (або еквівалент вакууму в моделі). Це дозволяє сконцентрувати аналіз на впливі лише геометрії вставок без врахування діелектричних втрат.

Довжина моделі є змінною величиною, яка залежить від кількості ступенів у симетричних секціях (1, 2, 3 або 4), що оптимізуються з метою досягнення максимальної робочої смуги та мінімальних розмірів. На зображенні нижче наведено приклад моделі з кількома ступенями в секціях ковзної та дзеркальної симетрії:

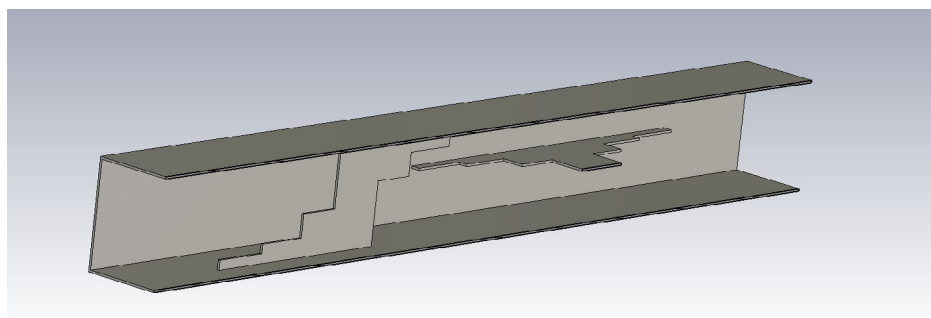


Рис. 4.3.1 – Загальний вид моделі в розрізі

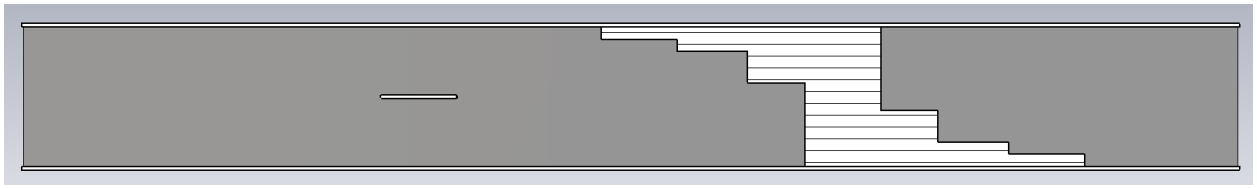


Рис. 4.3.2 – Ковзна симетрія

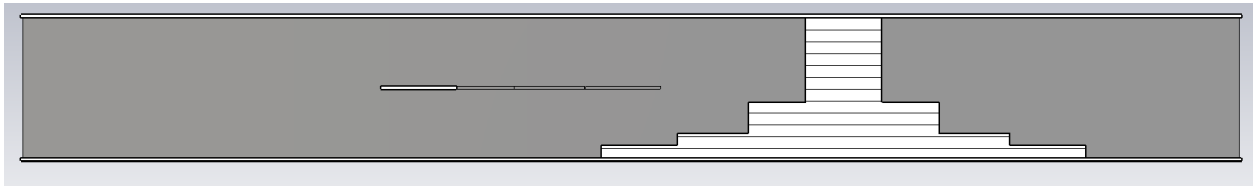


Рис. 4.3.3 – Дзеркальна симетрія

Параметри симуляції

Для збудження електромагнітної хвилі в моделі застосовано waveguide ports, розміщені на вході та виході хвилеводу. Як збуджувана мода використовується основна мода TE_{10} , яка є доміантною в прямокутному перерізі такого типу.

Симуляція проводилась у діапазоні частот від 6,5 до 12 ГГц, що охоплює очікувану робочу область секції. Застосовано Time Domain Solver, що забезпечує широкосмуговий аналіз з одного імпульсного збудження.

Граничні умови не модифікувались: модель повністю оточена PEC-стінками, без використання симетрії чи PML. Це дозволяє точно відобразити поведінку повної структури без штучного спрощення.

4.4 Висновки до четвертого розділу

У даному розділі були визначені ключові обмеження, які враховуються при формулюванні задачі оптимізації геометрії бездисперсійної хвилевідної секції з диференційованим фазовим зсувом на 180° . Обмеження поділено на три категорії: геометричні, електромагнітні та технологічні.

Було встановлено, що:

Геометрична симетрія секцій є обов'язковою умовою — всі повторювані елементи повинні мати однакові розміри, що забезпечує структурну узгодженість і знижує складність моделі.

Основним електромагнітним обмеженням виступає коефіцієнт відбиття $|S_{11}|$, який не повинен перевищувати -25 дБ у межах більшої частини робочої смуги. Водночас допускаються часткові відхилення, а також передбачається аналіз впливу менш жорстких обмежень (-20 , -15 , -10 дБ).

Технологічні обмеження враховують мінімальну товщину елементів (не менше $0,5$ мм) та вимоги до практичної реалізації конструкції з урахуванням доступних методів виготовлення.

Визначення таких обмежень дозволяє забезпечити не лише точність чисельного моделювання, а й практичну доцільність запропонованої структури, а також сформулювати коректну постановку задачі для подальшого застосування оптимізаційних алгоритмів.

5 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ОПТИМІЗОВАНОЇ МОДЕЛІ ВІД ЗМІНИ СХОДИНОК В СЕКЦІЯХ

Розрахунки виконано із застосуванням середовища CST Studio Suite із використанням Time Domain Solver, що дозволило забезпечити широкосмуговий аналіз у межах одного обчислювального запуску.

Для реалізації необхідного фазового зсуву були одночасно використані дві структури:

- секція з дзеркальною симетрією;
- секція з ковзною симетрією.

Таке комбіноване компонування дозволяє досягти точного диференційного зсуву фаз у межах широкого частотного діапазону. Обидві частини конструкції реалізовані в єдиному хвилеводі, а їхня взаємодія забезпечує узгоджену фазову характеристику.

У рамках дослідження було проаналізовано конфігурації з різною кількістю ступенів (1, 2, 3 та 4) у кожній із симетричних секцій. Кожен ступінь мав індивідуальні геометричні параметри, які підлягали оптимізації. Основними критеріями були: мінімальний рівень зворотного відбиття $|S_{11}|$ у межах цього діапазону та чим найкращий рівень коефіцієнту передачі.

Оптимізація проводилася із застосуванням різних підходів, зокрема автоматизованих алгоритмів (генетичні методи, еволюційні стратегії, рої частинок тощо), а також ручного підстроювання параметрів у процесі валідації результатів. Такий комбінований підхід забезпечив гнучкість у пошуку рішень та дозволив уникнути локальних екстремумів.

У цьому розділі подано результати моделювання для кожної з розглянутих конфігурацій, включно з коефіцієнтом відбиття та аналізом ширини робочої смуги. На основі отриманих даних буде виконано порівняльну оцінку ефективності реалізованих структур у наступному розділі.

5.1 Результати моделювання хвилевідної секції з однією сходинкою

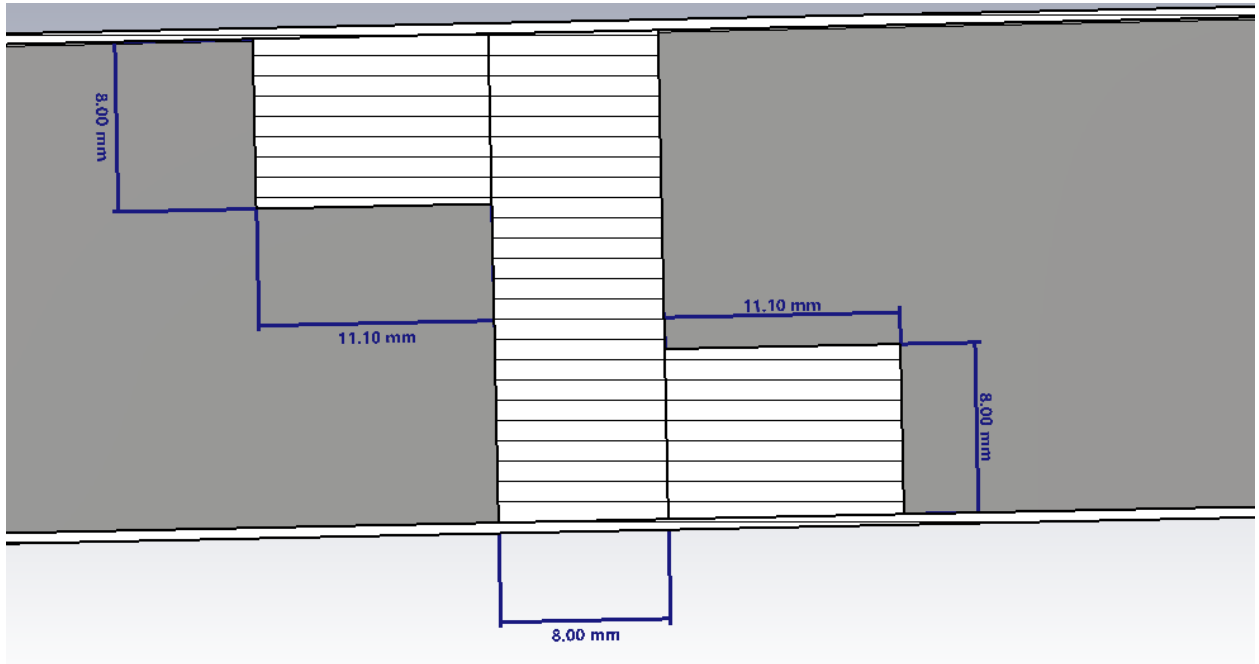


Рис. 5.1.1 – Секція з ковзною симетрією

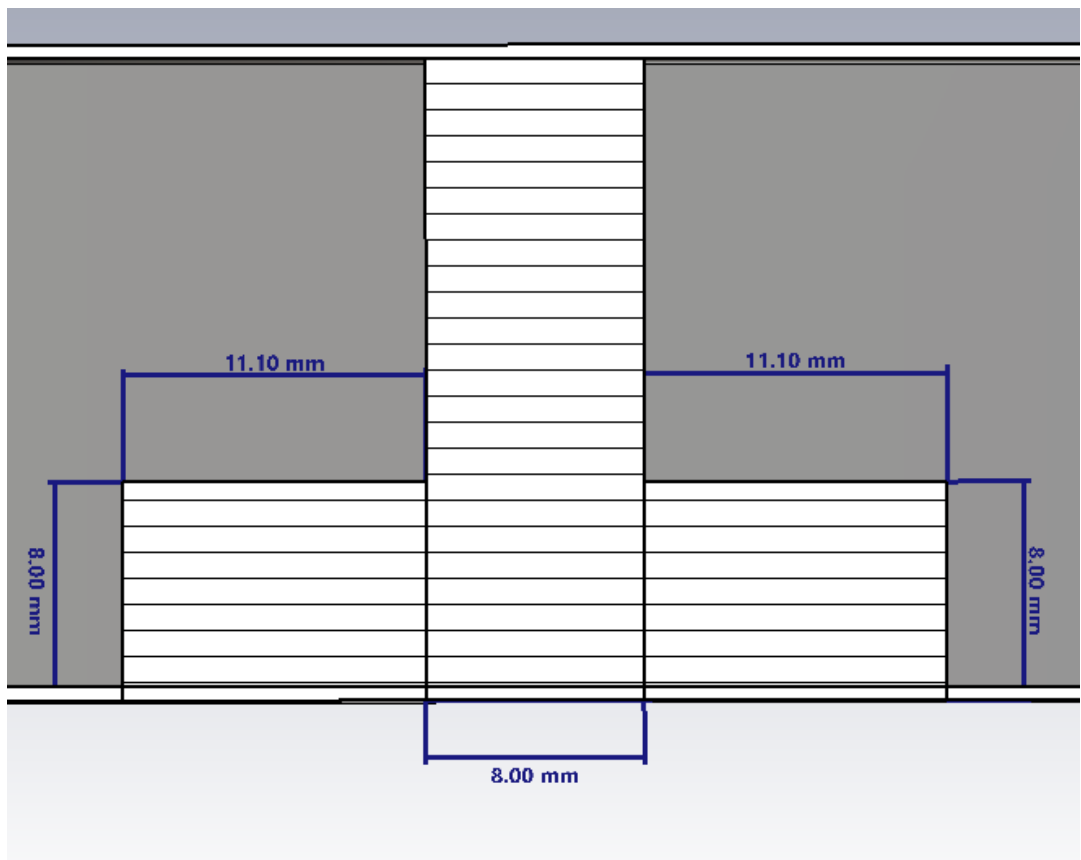


Рис. 5.1.2 – Секція з ковзною симетрією

На рисунку 5.1.1–5.1.2 зображено геометрію хвилевідної секції з однією сходинкою. Модель реалізована в середовищі CST Studio, де використовувалася повнохвильова тривимірна електромагнітна симуляція з урахуванням хвилевідного збудження в диференціальному режимі. Конструкція складається з дзеркальної та ковзної секцій, розділених діелектричною або провідною сходинкою, висота, довжина якої, а також довжина хвилеводу і відстань між секціями, змінювалися в процесі оптимізації.

Результати оптимізації

В результаті оптимізації отримано наступні геометричні розміри секції диференціального фазового зсуву 180 градусів з однією сходинкою:

- Висота сходинки (8 мм)
- Довжина сходинки (11,1 мм)
- Довжина хвилеводу (200 мм)
- Довжина дзеркальної та ковзної секцій (30,2 мм)
- Відстань між секціями (16 мм)
- Ширина та висота хвилевода (23 мм, типово для WR-90)

Результати S-параметрів

На рисунках нижче наведено графіки S11 та S21 для оптимізованої конструкції з однією сходинкою:

S11 (рис. 5.1.3): Спостерігається рівень відбиття нижче -25 дБ у смузі частот 7,21–7,85 ГГц, що вказує на високу узгодженість у цьому діапазоні.

Межі визначені по точках:

- 7,21 ГГц: $-25,18$ дБ
- 7,91 ГГц: $-25,33$ дБ

S21 (рис. 5.1.4): Коефіцієнт передачі становить близько $-0,023$ дБ, що свідчить про практично повну передачу енергії в цій смузі. Це підтверджує ефективність хвилевідної секції для забезпечення мінімальних втрат.

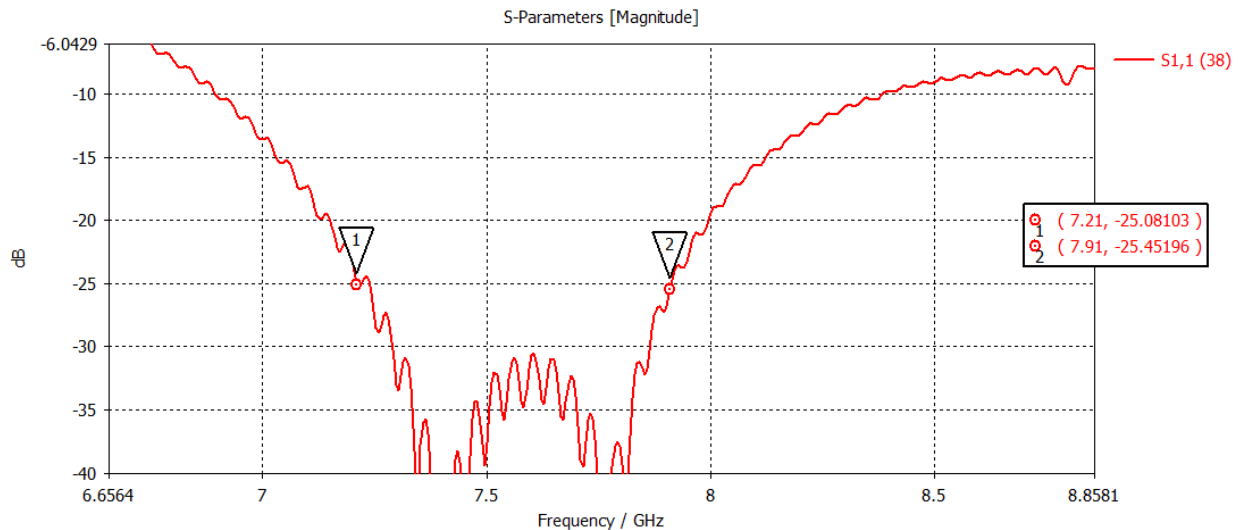


Рис. 5.1.3 – Залежність S11 від частоти для хвилевідної секції з однією сходиною

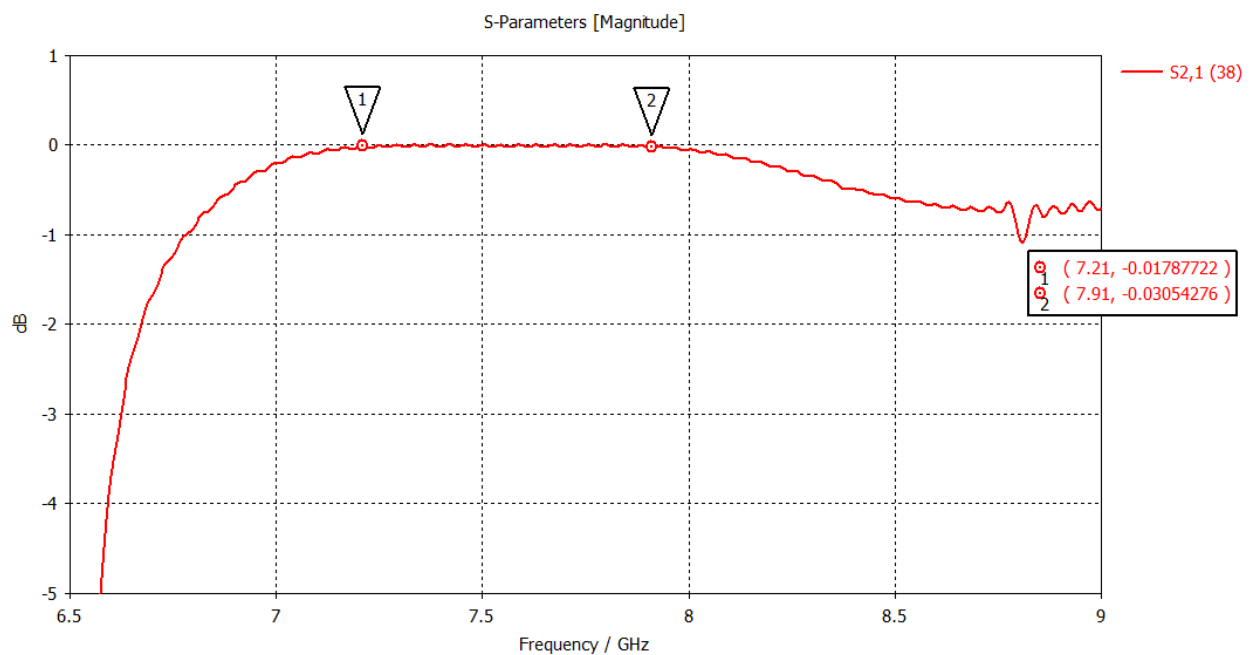


Рис. 5.1.4 – Залежність S21 від частоти для хвилевідної секції з однією сходиною

Висновок по конфігурації з однією сходиною

Виконана оптимізація дозволила досягти широкої смуги узгодження в діапазоні 7,21–7,91 ГГц з високою якістю передачі сигналу ($S_{21} \approx 0$ дБ). Цей результат демонструє потенціал обраної конфігурації як базової топології для подальших модифікацій з більшою кількістю сходинок.

5.2 Результати моделювання хвилевідної секції з двома сходами

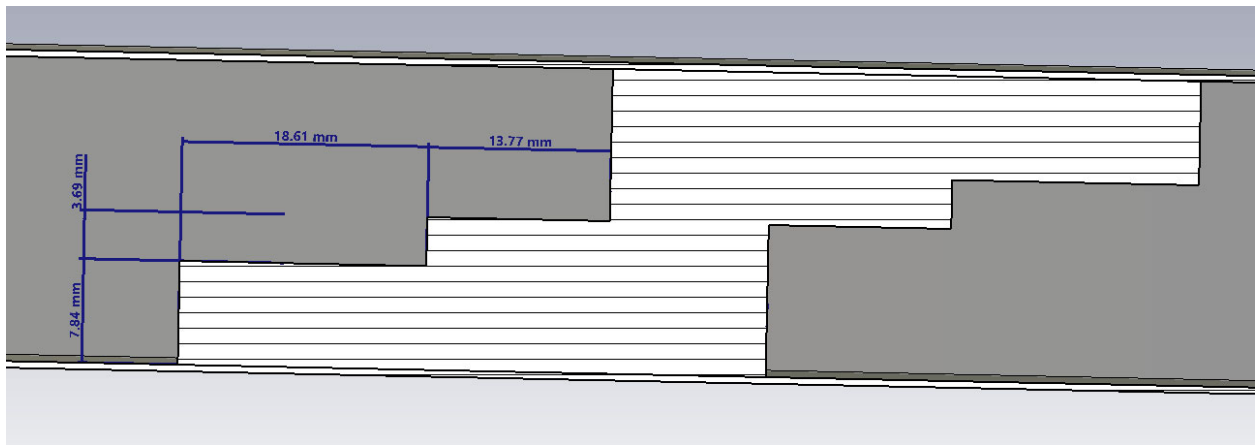


Рис. 5.2.1 – Секція з ковзною симетрією

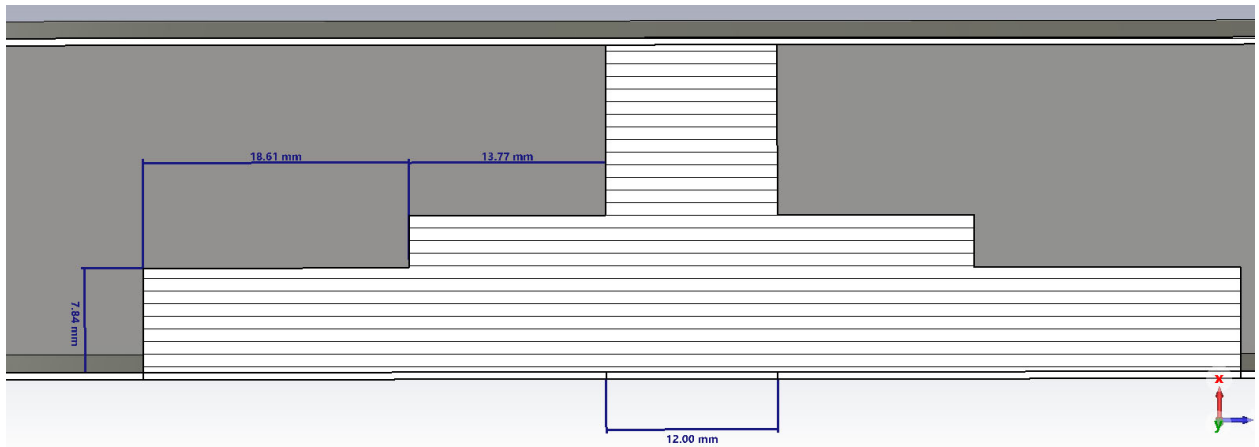


Рис. 5.2.2 – Секція з дзеркальною

На рисунку 5.2.1-5.2.2 зображено геометрія хвилевідної секції з двома сходами. Модель реалізована в середовищі CST Studio, де використовувалася повнохвильова тривимірна електромагнітна симуляція з урахуванням хвилевідного збудження в диференціальному режимі. Конструкція складається з дзеркальної та ковзної секцій, розділених діелектричною або провідною сходиною, висота, довжина якої, а також довжина хвилеводу і відстань між секціями, змінювалися в процесі оптимізації.

Результати оптимізації

В результаті оптимізації отримано наступні геометричні розміри секції диференціального фазового зсуву 180 градусів з двома сходинками:

- Висота першої сходинки (18,61 мм)
- Висота другої сходинки (3,69 мм)
- Довжина першої сходинки (32,38 мм)
- Довжина другої сходинки (13,77 мм)
- Довжина хвилеводу (200 мм)
- Довжина дзеркальної та ковзної секцій (76,76 мм)
- Відстань між секціями (24,64 мм)
- Ширина та висота хвилевода (23 мм, типово для WR-90)

Метою оптимізації було забезпечення мінімального коефіцієнта відбиття ($|S_{11}|$) в обраній робочій смузі частот, а також забезпечення стабільного коефіцієнта передачі ($|S_{21}|$).

Результати S-параметрів

На рисунках нижче наведено графіки S_{11} та S_{21} для оптимізованої конструкції з двома сходинками:

S_{11} (рис. 5.2.3): Спостерігається рівень відбиття нижче -25 дБ у смузі частот 7,7–8,87 ГГц, що вказує на високу узгодженість у цьому діапазоні. Межі визначені по точках:

- 7,7 ГГц: $-24,555$ дБ
- 8,87 ГГц: $-24,556$ дБ

S_{21} (рис. 5.2.4): Коефіцієнт передачі становить близько $-0,094$ дБ, що свідчить про практично повну передачу енергії в цій смузі. Це підтверджує ефективність хвилевідної секції для забезпечення мінімальних втрат.

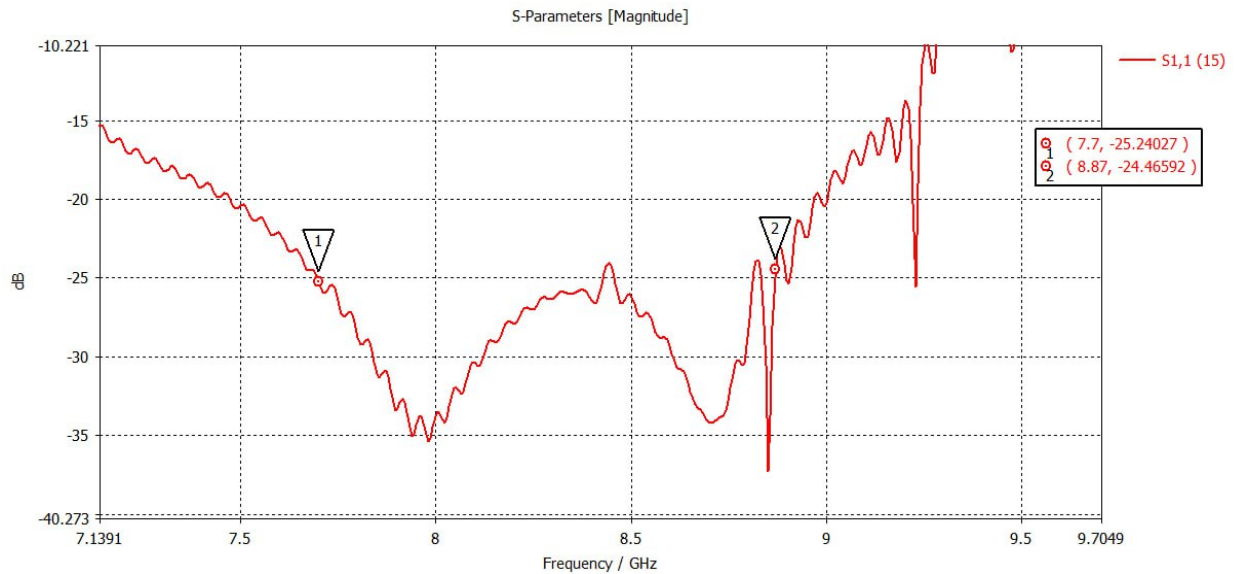


Рис. 5.2.3 – Залежність S_{11} від частоти для хвилевідної секції з двома сходинками

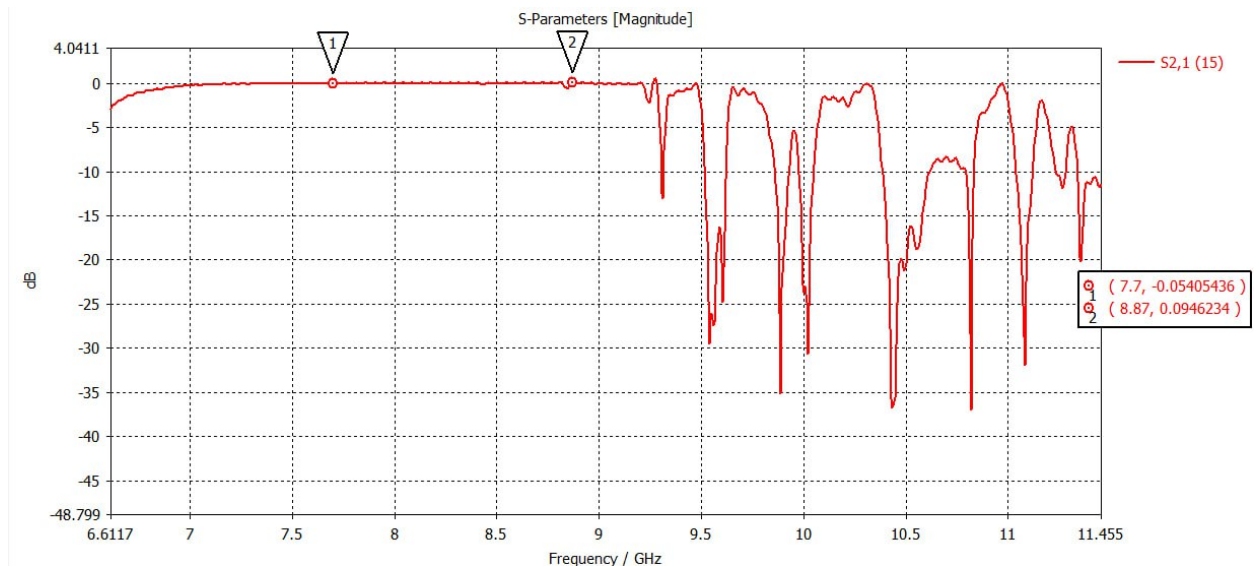


Рис. 5.2.4 – Залежність S_{21} від частоти для хвилевідної секції з двома сходинками

Висновок по конфігурації з двома сходинками

Виконана оптимізація дозволила досягти широкої смуги узгодження в діапазоні 7,7–8,87 ГГц з високою якістю передачі сигналу ($S_{21} \approx 0$ дБ). Цей результат демонструє потенціал обраної конфігурації як базової топології для подальших модифікацій з більшою кількістю сходинок.

5.3 Результати моделювання хвилевідної секції з трьома сходинками

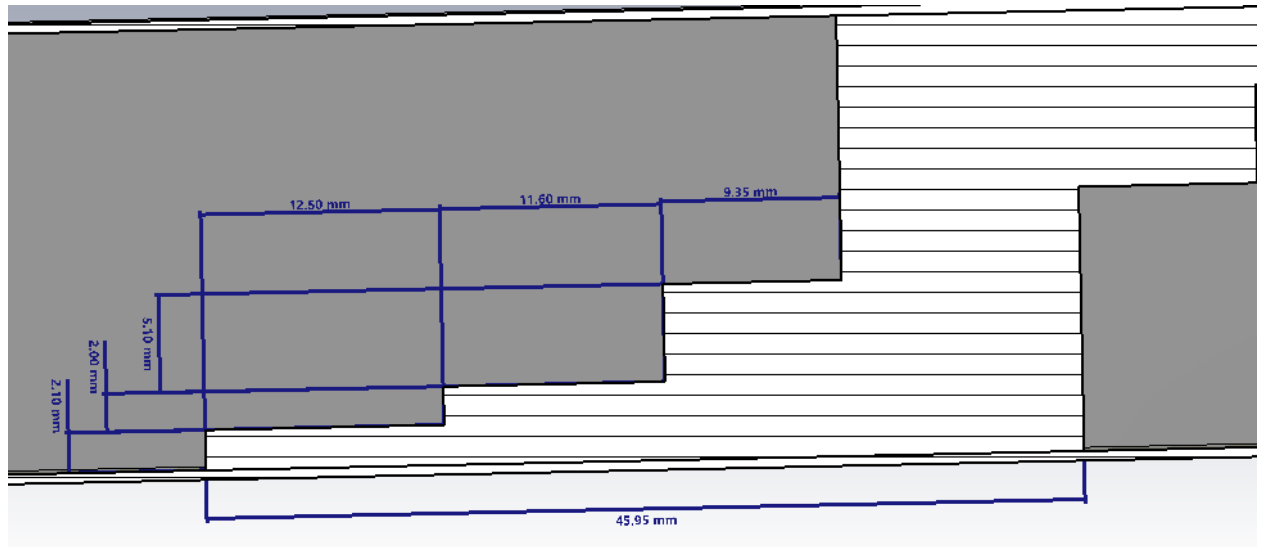


Рис. 5.3.1 – Секція з ковзною симетрією

На рисунку 5.3.1 зображено геометрія хвилевідної секції з трьома сходинками. Модель реалізована в середовищі CST Studio, де використовувалася повнохвильова тривимірна електромагнітна симуляція з урахуванням хвилевідного збудження в диференціальному режимі. Конструкція складається з дзеркальної та ковзної секцій, розділених діелектричною або провідною сходинкою, висота, довжина якої, а також довжина хвилеводу і відстань між секціями, змінювалися в процесі оптимізації.

Результати оптимізації

В результаті оптимізації отримано наступні геометричні розміри секції диференціального фазового зсуву 180 градусів з трьома сходинками:

- Висота першої сходинки (2,1 мм)
- Висота другої сходинки (2,0 мм)
- Висота третьої сходинки (5,1 мм)
- Довжина першої сходинки (12,5 мм)
- Довжина другої сходинки (11,6 мм)
- Довжина третьої сходинки (9,35 мм)

- Довжина хвилеводу (200 мм)
- Довжина дзеркальної та ковзної секцій (79,4 мм)
- Відстань між секціями (-4,9 мм)
- Ширина та висота хвилевода (23 мм, типово для WR-90)

Метою оптимізації було забезпечення мінімального коефіцієнта відбиття ($|S_{11}|$) в обраній робочій смузі частот, а також забезпечення стабільного коефіцієнта передачі ($|S_{21}|$).

Результати S-параметрів

На рисунках нижче наведено графіки S_{11} та S_{21} для оптимізованої конструкції з трьома сходинками:

S_{11} (рис. 5.3.2): Спостерігається рівень відбиття нижче -25 дБ у смузі частот 7,38–8,91 ГГц, що вказує на високу узгодженість у цьому діапазоні.

Межі визначені по точках:

- 7,38 ГГц: -25,27 дБ
- 8,91 ГГц: -25,65 дБ

S_{21} (рис. 5.3.3): Коефіцієнт передачі становить близько -0,055 дБ, що свідчить про практично повну передачу енергії в цій смузі. Це підтверджує ефективність хвилевідної секції для забезпечення мінімальних втрат.

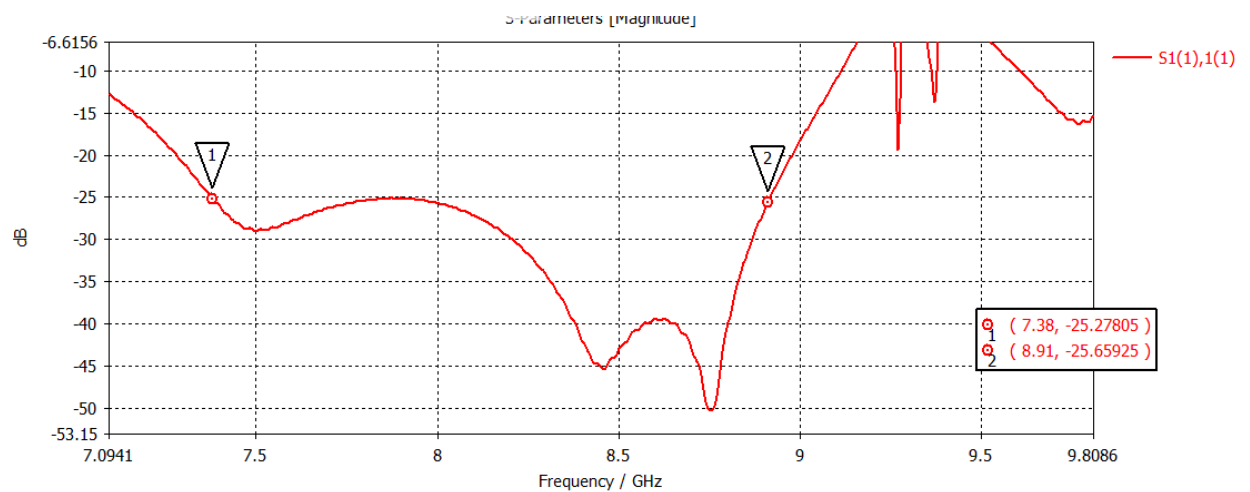


Рис. 5.3.2 – Залежність S_{11} від частоти для хвилевідної секції з трьома сходинками.

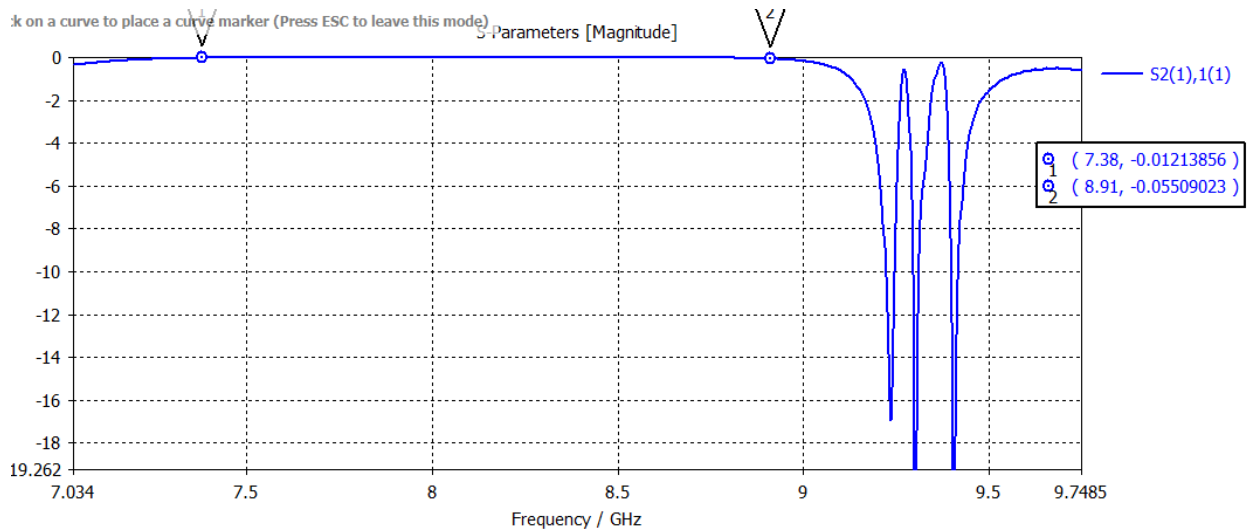


Рис. 5.3.3 – Залежність S_{21} від частоти для хвилевідної секції з трьома сходинками.

Висновок по конфігурації з трьома сходинками

Виконана оптимізація дозволила досягти широкої смуги узгодження в діапазоні 7,38–8,91 ГГц з високою якістю передачі сигналу ($S_{21} \approx 0$ дБ). Цей результат демонструє потенціал обраної конфігурації як базової топології для подальших модифікацій з більшою кількістю сходинок.

5.4 Результати моделювання хвилевідної секції з чотирма сходинками

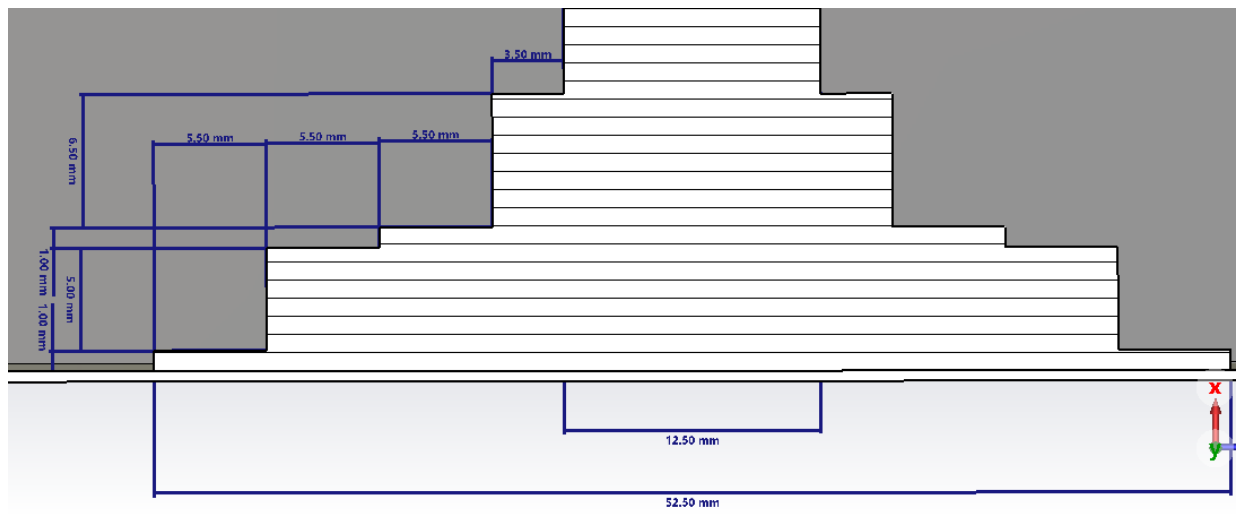


Рис. 5.4.1 – Секція з дзеркальною симетрією

На рисунку 5.4.1 зображено геометрія хвилевідної секції з чотирма сходинками. Модель реалізована в середовищі CST Studio, де використовувалася повнохвильова тривимірна електромагнітна симуляція з урахуванням хвилевідного збудження в диференціальному режимі. Конструкція складається з дзеркальної та ковзної секцій, розділених діелектричною або провідною сходинкою, висота, довжина якої, а також довжина хвилеводу і відстань між секціями, змінювалися в процесі оптимізації.

Результати оптимізації

В результаті оптимізації отримано наступні геометричні розміри секції диференціального фазового зсуву 180 градусів з чотирма сходинками:

1. Висота першої сходинки (1 мм)
2. Висота другої сходинки (5 мм)
3. Висота третьої сходинки (1 мм)
4. Висота четвертої сходинки (6,5 мм)
5. Довжина першої сходинки (5,5 мм)
6. Довжина другої сходинки (5,5 мм)
7. Довжина третьої сходинки (5,5 мм)

8. Довжина четвертої сходинки (3,5 мм)
9. Довжина хвилеводу (300 мм)
10. Довжина дзеркальної та ковзної секцій (52,5 мм)
11. Відстань між секціями (17,5 мм)
12. Ширина та висота хвилевода (23 мм, типово для WR-90)

Метою оптимізації було забезпечення мінімального коефіцієнта відбиття ($|S_{11}|$) в обраній робочій смузі частот, а також забезпечення стабільного коефіцієнта передачі ($|S_{21}|$).

Результати S-параметрів

На рисунках нижче наведено графіки S_{11} та S_{21} для оптимізованої конструкції з однією сходинкою:

S_{11} (рис. 5.4.2): Спостерігається рівень відбиття нижче -25 дБ у смузі частот 7,00–8,5 ГГц, що вказує на високу узгодженість у цьому діапазоні. Межі визначені по точках:

1. 7,00 ГГц: $-25,0$ дБ
2. 8,5 ГГц: $-24,8$ дБ

S_{21} (рис. 5.4.3): Коефіцієнт передачі становить близько $-0,02$ дБ, що свідчить про практично повну передачу енергії в цій смузі. Це підтверджує ефективність хвилевідної секції для забезпечення мінімальних втрат.

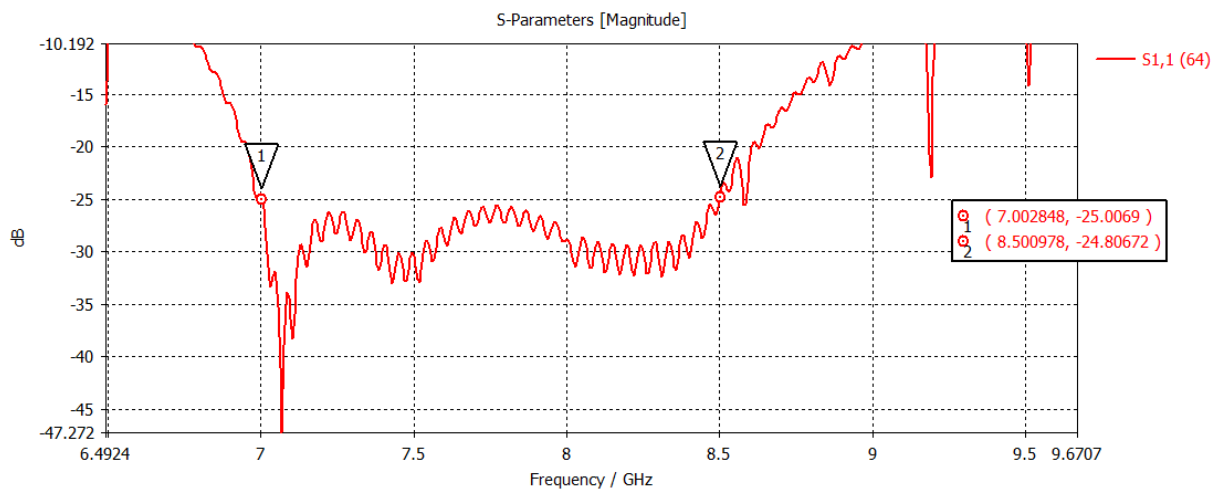


Рис. 5.4.2 – Залежність S_{11} від частоти для хвилевідної секції з чотирма сходинками

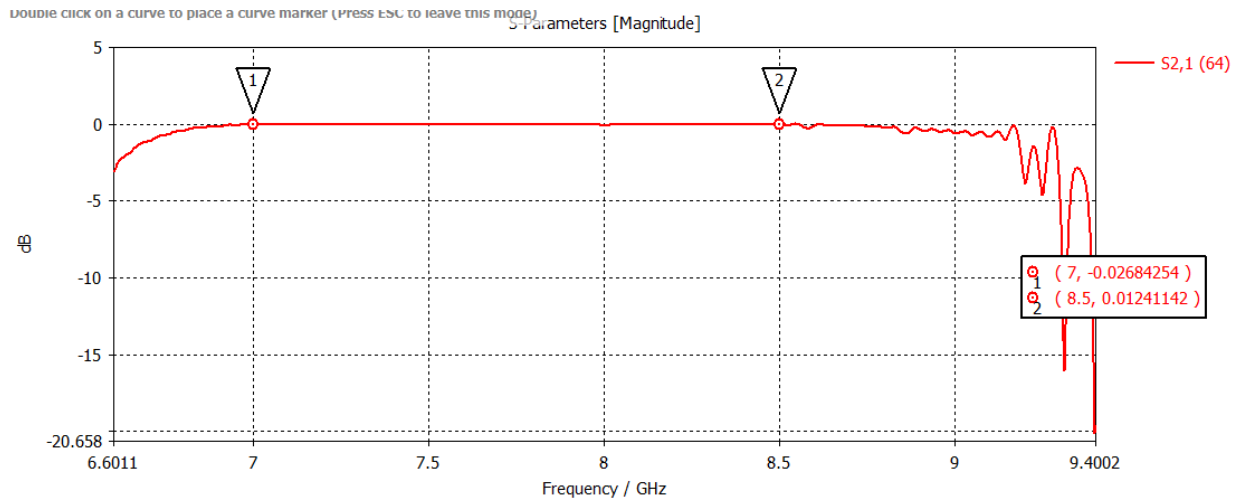


Рис. 5.4.3 – Залежність S_{21} від частоти для хвилевідної секції з чотирма сходинками

Висновок по конфігурації з чотирма сходинками

Виконана оптимізація дозволила досягти широкої смуги узгодження в діапазоні 7,0–8,5 ГГц з високою якістю передачі сигналу ($S_{21} \approx 0$ дБ). Цей результат демонструє потенціал обраної конфігурації як базової топології для подальших модифікацій з більшою кількістю сходинок.

5.5 Висновки до п'ятого розділу

У цьому розділі проведено серію електродинамічних моделювань хвилевідної секції диференціального фазового зсуву на 180° з різною кількістю геометричних сходинок — від однієї до чотирьох. Метою дослідження була оптимізація конструкції з урахуванням вимог до широкосмуговості, низьких втрат та стабільного фазового зсуву.

Оптимізація параметрів моделі проводилася як автоматизованими, так і ручними методами. Для кожної конфігурації визначено конкретні геометричні розміри, що забезпечують узгодження ($|S_{11}| < -25$ дБ) у певному частотному діапазоні, а також близький до нуля коефіцієнт передачі ($S_{21} \approx 0$ дБ), що свідчить про мінімальні втрати.

Отримані результати демонструють:

Конфігурація з однією сходинкою забезпечує узгодження в діапазоні 7,18–7,86 ГГц; можлива робоча смуга частот складає 9%.

З двома сходинками — розширення до 7,7–8,87 ГГц; можлива робоча смуга частот складає 14,3%.

З трьома сходинками — розширення до 7,38–9,1 ГГц; можлива робоча смуга частот складає 21%.

З чотирма сходинками — приблизно такий же діапазон, але по частотам інший: 7,0–8,5 ГГц. Можлива робоча смуга частот складає 19,3%.

Отже, найкращим рішенням буде використання диференціальної фазової секції з трьома сходинками. Вона демонструє найкраще поєднання узгодження та низьких втрат і менші габаритні розміри.

Ці дані підтверджують ефективність використання багатоступеневих симетричних секцій як основи для широкосмугових диференціальних фазозсувних пристроїв у мікрохвильових системах.

6 ДОСЛІДЖЕННЯ

Після оптимізації базових топологій хвилевідної секції з різною кількістю сходинок, наступним етапом дослідження стало вивчення впливу окремих геометричних параметрів на частотні характеристики системи. Такий аналіз є необхідним для глибшого розуміння фізичних механізмів, що визначають поведінку фазового зсуву, рівень відбиття та ширину робочої смуги в умовах зміни конструкційних параметрів.

Зокрема, у цьому розділі розглянуто:

- Залежність характеристик пристрою від товщини металічних пластин;
- вплив відстані між симетричними секціями на робочу смугу та рівень втрат;
- Запуск математичного моделювання Frequency domain solver

Дослідження проводилося на основі моделі з фіксованою кількістю сходинок (вибрано найефективнішу з попереднього аналізу), при цьому змінювалися лише зазначені параметри. Метою є виявлення таких діапазонів значень, які забезпечують максимальну ширину робочої смуги, збереження фазового зсуву в межах $180^\circ \pm 10^\circ$ та мінімального коефіцієнта відбиття.

Результати представлені у вигляді порівняльних графіків S-параметрів, фазового зсуву, а також узагальненої оцінки впливу кожного параметра на ключові характеристики секції.

6.1 Залежність характеристик пристрою від товщини металічних пластин.

Теоретичні розрахунки пристрою виконувалися за умови, що товщина пластини прямує до нуля. Проте в реальних умовах така ідеалізація неможлива, тому необхідно врахувати вплив фактичної товщини металевої пластини на характеристики переходу. З цією метою проаналізуємо, як параметри S_{11} змінюються залежно від товщини металевих секцій.

Моделювання зі зміненням товщини відбувалося на найкращому хвилеводі (з трьома сходинками).

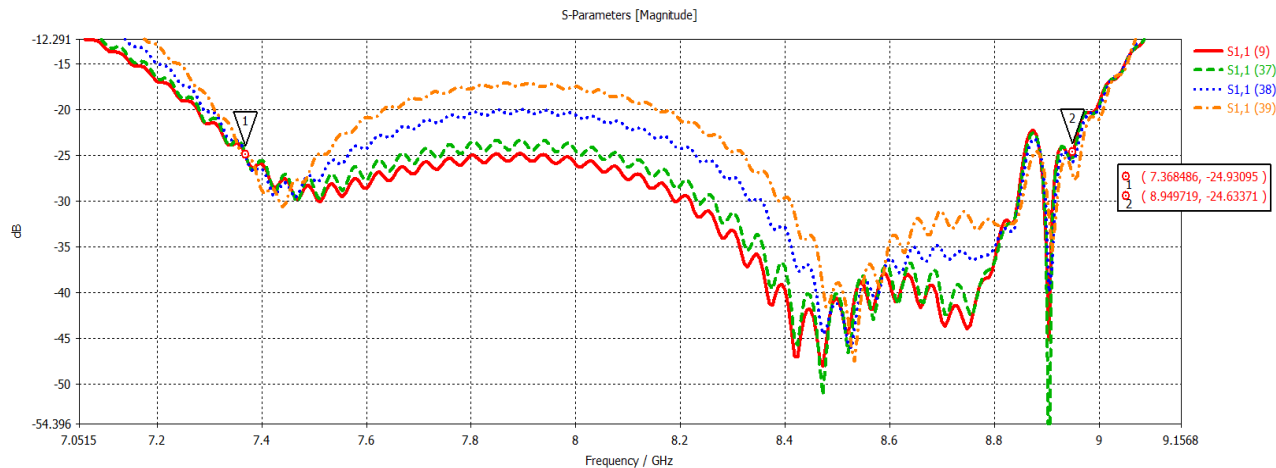


Рис. 6.1 – Залежність S_{11} від товщини металевих секцій

(9) – товщина пластини 0,5 мм.

(37) – товщина пластини 0,6 мм.

(38) – товщина пластини 1 мм.

(39) – товщина пластини 1,5 мм.

Висновки

Як видно з графіків, зі збільшенням товщини секцій відбувається зміна характеристики S_{11} — її значення погіршуються. Отже, для зниження рівня S_{11} пластина повинна бути якомога тоншою. Проте через наявність товщини досягти дуже низьких значень S_{11} стає неможливо.

6.2 Залежність характеристик пристрою в залежності від відстані між пластинами

У процесі оптимізації хвилевідної секції особливу увагу слід приділяти геометричним деталям, які впливають на узгодженість і пропускну здатність структури. Одним із таких чинників є відстань між краями металевих пластин, що утворюють поперечну нерівномірність у структурі хвилеводу. У даному розділі розглядається ситуація, коли краї пластин, проектуючись один на одного, ніби перетинаються по перпендикулярній осі, але насправді між ними існує фізичний проміжок — тобто вони розміщені зі зсувом, без прямого перекриття.

Подібне розташування пластин може суттєво впливати на характеристики відбиття та проходження сигналу, а саме на параметри S_{11} . Зокрема, зміна відстані між краями пластин змінює локальну імпедансну структуру, що може призводити до підвищеного відбиття сигналу (зростання $|S_{11}|$) або погіршення передачі (зменшення $|S_{21}|$) у певних діапазонах частот.

Метою цього дослідження є оцінка впливу зазору між краями пластин на ширину робочої смуги частот, у межах якої забезпечується низький рівень відбиття ($|S_{11}| < -25$ дБ). Було проведено серію моделювань у CST Studio Suite із поступовою зміною взаємного розташування пластин — від майже торкаючихся країв до помітного віддалення.

Результати дозволяють виявити оптимальну конфігурацію, що забезпечує найкраще узгодження та пропускну здатність, а також виявити граничні умови, за яких структура втрачає ефективність.

Для початку буде розглянуто вплив зміни відстані між дзеркальною та ковзною симетричними секціями хвилевідної структури на параметр узгодження $|S_{11}|$. Для забезпечення коректності порівняння було використано базову конфігурацію з однією сходинкою, яка в попередньому розділі показала стабільні характеристики в діапазоні 7,21–7,85 ГГц.

Метою дослідження є встановлення залежності між величиною міжсекційного зазору та ефективністю узгодження в робочому діапазоні частот. Зокрема, досліджується, як зміна просторової відстані впливає на резонансні властивості структури, положення мінімумів $|S_{11}|$ та ширину смуги, в межах якої відбиття залишається нижчим за -25 дБ.

В ході моделювання параметр відстані між секціями варіювався у межах 5–15 мм з кроком 5 мм, при цьому всі інші геометричні характеристики моделі залишалися незмінними.

Результати представлені у вигляді графіків залежності $|S_{11}|$ від частоти для кожного з випадків. На основі аналізу буде визначено оптимальний інтервал значень міжсекційної відстані, що забезпечує найширшу смугу узгодження з мінімальними втратами.

Наразі відстань між пластинами дорівнює 16 мм. Тому перший крок буде зменшення відстані між пластинами на 5 мм (рис. 6.2.1).

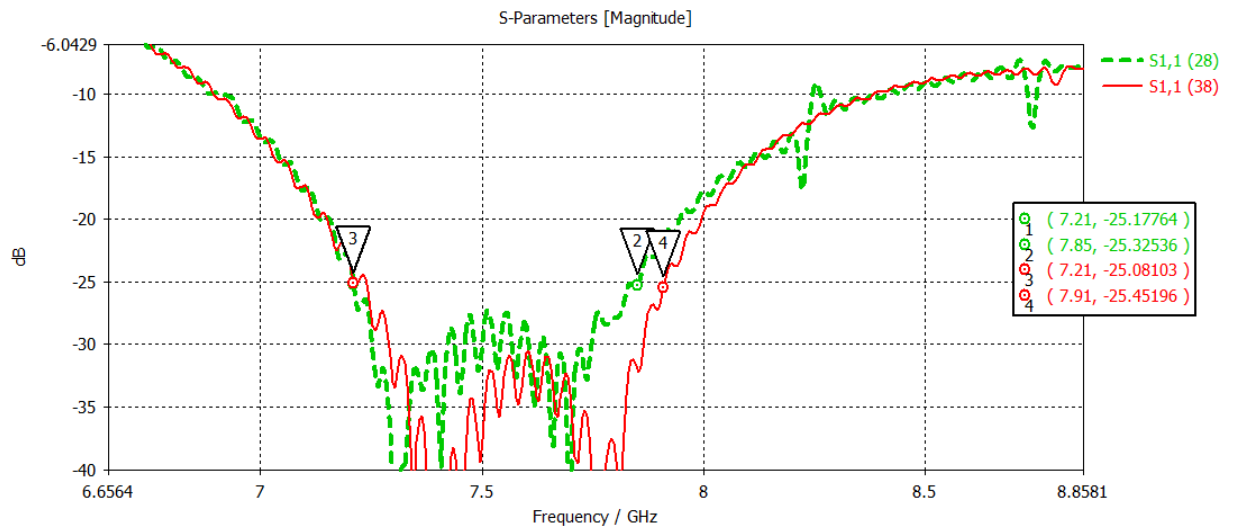


Рис. 6.2.1 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (11 мм)

Де

(38) відстань між пластинами 16 мм

(28) відстань між пластинами 11 мм

Наразі відстань між пластинами дорівнює 16 мм. Тому наступний крок буде зменшення відстані між пластинами на 10 мм (рис. 6.2.2).

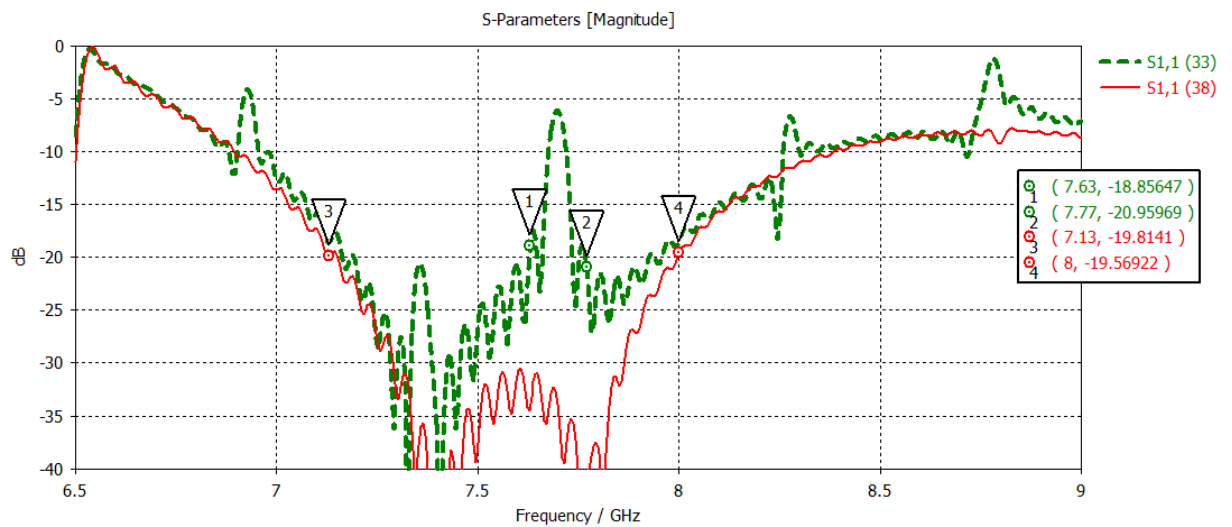


Рис. 6.2.2 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (6 мм)

(38) відстань між пластинами 16 мм

(33) відстань між пластинами 6 мм

У ході моделювання було виявлено, що зменшення відстані між симетричними секціями на 10 мм (відносно оптимального значення) призводить до істотного погіршення характеристики $|S_{11}|$. Зокрема, амплітуда коефіцієнта відбиття зростає, а характерна залежність $|S_{11}|$ від частоти втрачає чітко виражений мінімум у діапазоні, який раніше вважався робочим.

Якщо орієнтуватися на рівень $|S_{11}| \leq -20$ дБ як критерій для виділення робочої смуги, то в базовій конфігурації робочий діапазон становив 7,13–8 ГГц, що свідчить про ефективне узгодження на всьому інтервалі. Проте після зменшення відстані до 6 мм форма графіка зазнає помітної деформації, і в діапазоні 7,63–7,77 ГГц спостерігається підвищення $|S_{11}|$ вище -20 дБ, що унеможливує безперервне узгодження на всьому діапазоні.

Таким чином, нова робоча смуга розбивається на два окремі частотні піддіапазони:

7,15–7,63 ГГц

7,77–8 ГГц

Така "розривність" свідчить про деградацію смугових характеристик і зниження якості узгодження. Причиною цього є, ймовірно, порушення балансу між симетричними секціями, яке веде до фазових та імпедансних невідповідностей у ключовому частотному діапазоні.

Зменшення відстані між пластинами до 1 мм (рис. 6.2.3).

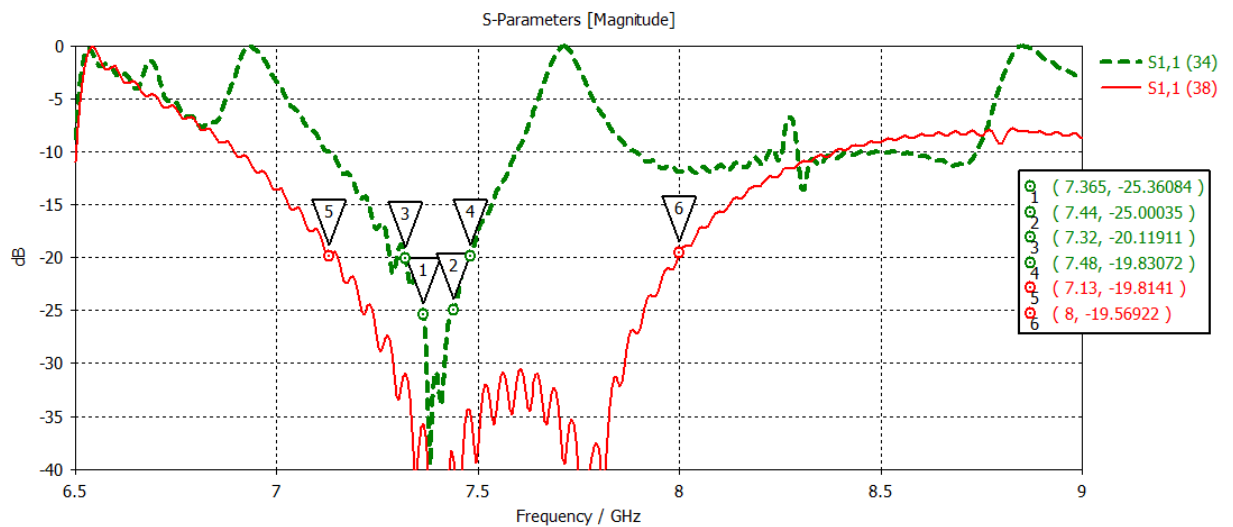


Рис. 6.2.3 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (1 мм)

Де

(38) відстань між пластинами 16 мм

(34) відстань між пластинами 1 мм

Додаткове зменшення відстані між симетричними секціями до 1 мм призводить до ще більшого звуження робочої смуги. У цьому випадку відбиття $|S_{11}|$ зростає настільки, що діапазон частот, де виконуються умови ефективного узгодження, суттєво скорочується.

Зокрема:

за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ робоча смуга становить лише 7,365–7,44 ГГц, що відповідає ширині всього 75 МГц;

якщо взяти менш суворий критерій $|S_{11}| \leq -20$ дБ, то можливий робочий діапазон розширюється до 7,32–7,48 ГГц, але все одно залишається значно вужчим у порівнянні з базовою конфігурацією.

Таке суттєве звуження обумовлено різким посиленням взаємного впливу між секціями при майже повній відсутності проміжку між ними. Це порушує умови конструктивного фазового поєднання хвиль і спричиняє погіршення умов узгодження.

Зменшення відстані до -4 мм (рис. 6.2.4).

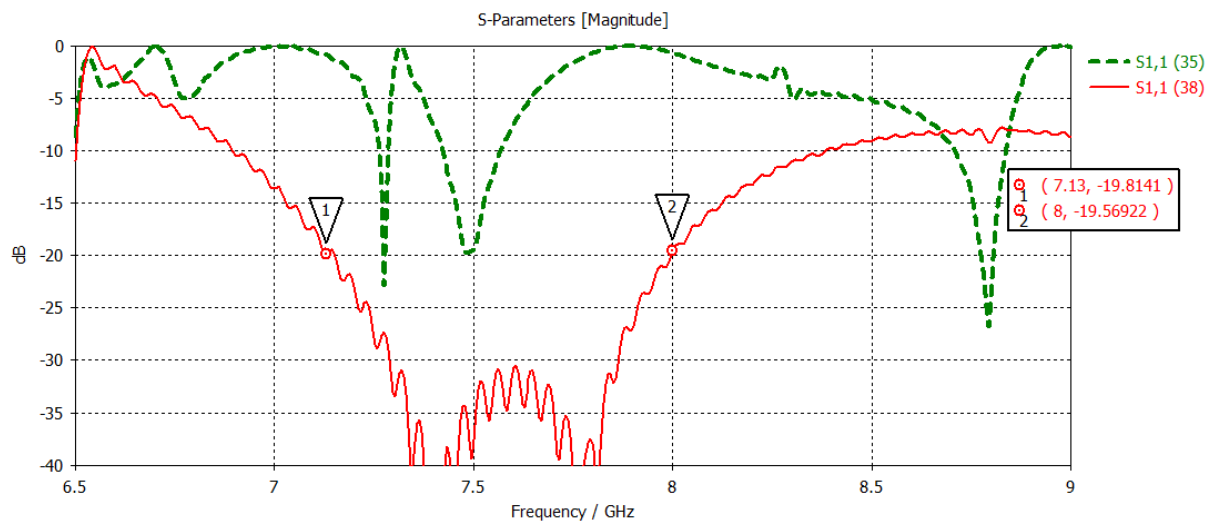


Рис. 6.2.4 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (-4 мм)

Де

(38) відстань між пластинами 16 мм

(35) відстань між пластинами -4 мм

Ще один граничний випадок розглядався для негативного значення відстані між секціями, а саме -4 мм, що відповідає ситуації, коли секції розміщені перпендикулярно одна до одної, без фізичного перекриття сходинок. Така конфігурація є нестандартною, однак її аналіз дозволяє оцінити чутливість системи до екстремальних змін просторової взаємодії.

У цьому режимі спостерігається хаотична поведінка характеристики $|S_{11}|$, що проявляється у відсутності чітко виражених мінімумів та нерівномірному розподілі відбиття в усьому діапазоні частот. Спроба виділити робочу смугу за критеріями $|S_{11}| \leq -25$ дБ або навіть -20 дБ не дає задовільного результату, оскільки немає безперервного частотного інтервалу, в якому система зберігає стабільне узгодження.

Такий результат є наслідком повного порушення електромагнітної симетрії між секціями та порушення умов формування цільового фазового зсуву. Перпендикулярне розташування секцій призводить до складного, неконтрольованого розподілу полів, що робить структуру непридатною до практичного використання в широкосмугових системах.

Після дослідження ефектів, викликаних зменшенням відстані між симетричними секціями, наступним кроком стало вивчення змін характеристик при збільшенні міжсекційного проміжку. Такий аналіз дозволяє оцінити, наскільки конструкція зберігає здатність до ефективного узгодження при послабленні електромагнітної взаємодії між секціями.

На першому етапі відстань була збільшена на 5 мм, у результаті чого її абсолютне значення становить 21 мм (рис. 6.2.5).

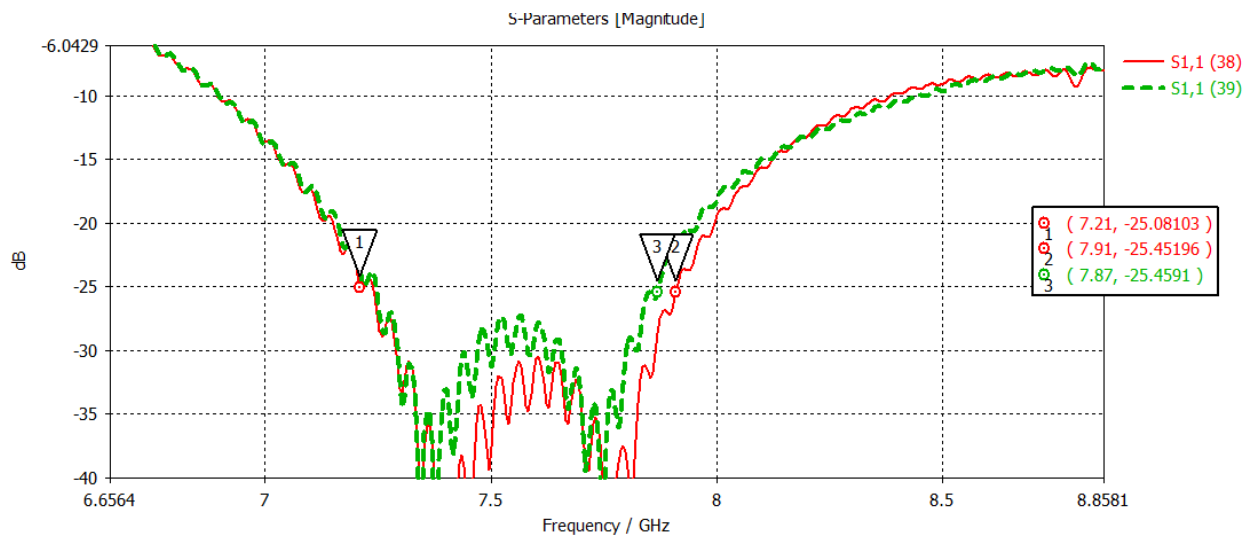


Рис. 6.2.5 – Залежність S11 від відстані між секціями (21 мм)

Де

(38) відстань між пластинами 16 мм

(39) відстань між пластинами 21 мм

Подальше збільшення відстані між симетричними секціями до 21 мм (тобто на 5 мм більше від базового значення 16 мм) продемонструвало тенденцію до поступового звуження робочої смуги, незважаючи на загальне збереження низького рівня відбиття.

Так, за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ:

у базовій конфігурації (16 мм) робоча смуга становила 7,21–7,91 ГГц;
після збільшення відстані до 21 мм, вона звузилась до 7,21–7,87 ГГц.

Отже, хоча зменшення взаємодії між секціями при збільшенні відстані деякою мірою знижує паразитні збурення, надмірне збільшення призводить до втрати конструктивної взаємодії, необхідної для підтримання широкої робочої смуги. Це свідчить про наявність оптимального інтервалу міжсекційних відстаней, за межами якого ефективність структури починає знижуватись.

Наступне збільшення відстані між секціями на 5 мм (рис. 6.2.6).

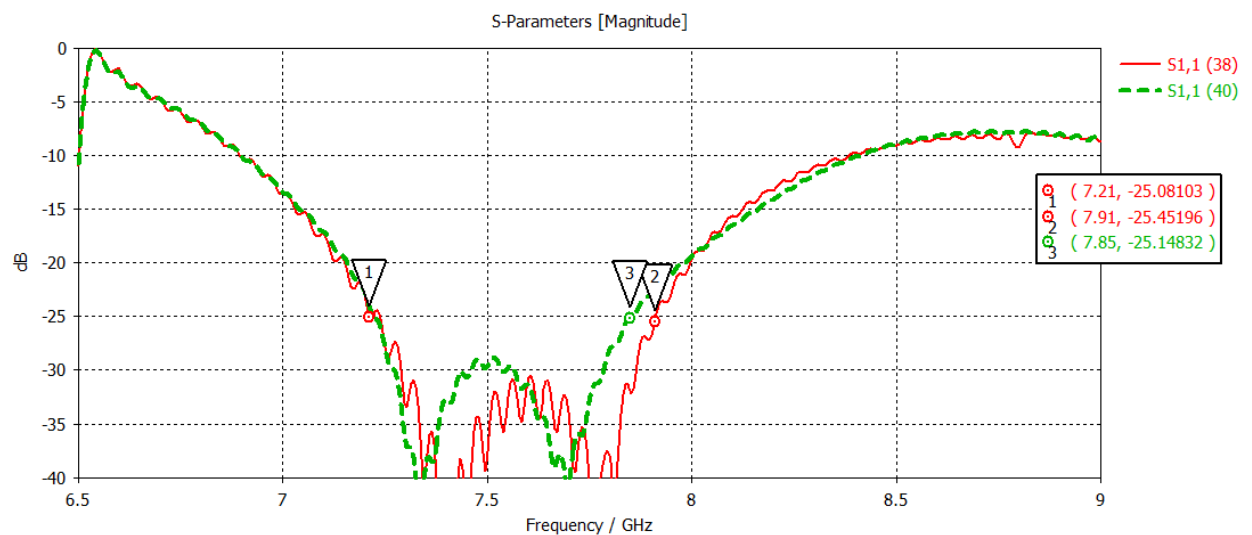


Рис. 6.2.6 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (26 мм)

Де

(38) відстань між пластинами 16 мм

(40) відстань між пластинами 26 мм

Подальше збільшення відстані між симетричними секціями до 26 мм (на 10 мм більше відносно базової конфігурації) призводить до ще більш помітного звуження робочої смуги.

Зокрема, за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ:

при відстані 21 мм робочий діапазон становив 7,21–7,87 ГГц;

при відстані 26 мм смуга зменшилась до 7,21–7,85 ГГц.

Ця тенденція підтверджує, що надмірне збільшення міжсекційної відстані призводить до втрати ефективного фазового узгодження між секціями, що у свою чергу обмежує ширину частотного діапазону, в межах якого забезпечується низьке відбиття.

Таким чином, збільшення відстані понад 16–21 мм є некорисним з точки зору частотної оптимізації конструкції і має розглядатися як небажаний режим роботи при проектуванні широкосмугових фазозсувних елементів.

Останнє збільшення на 5 мм до 31 мм (рис. 6.2.7).

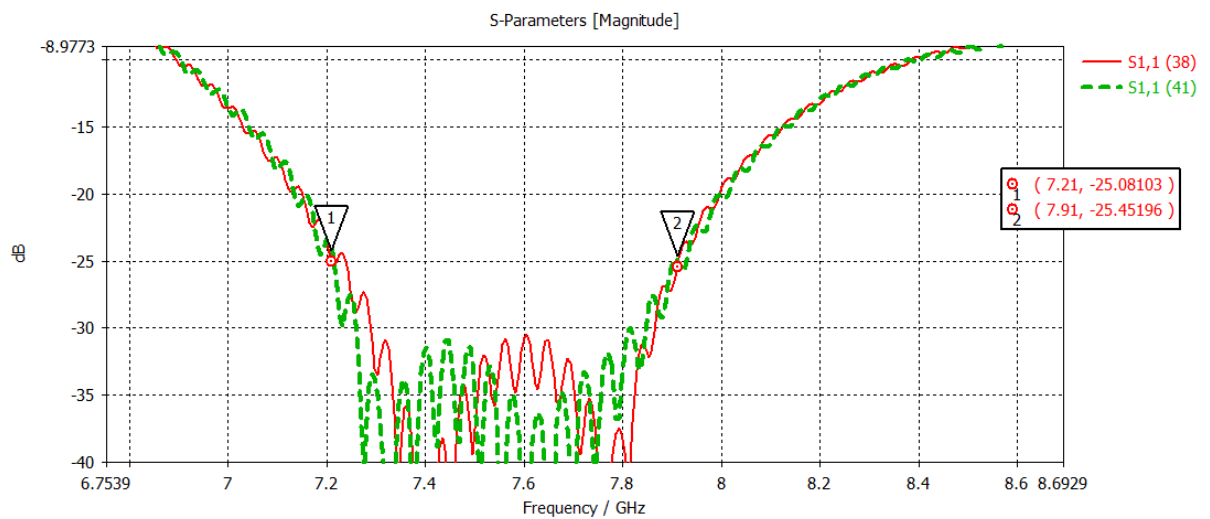


Рис. 6.2.7 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (31 мм)

Де

(38) відстань між пластинами 16 мм

(41) відстань між пластинами 31 мм

Насамкінець було досліджено конфігурацію, в якій відстань між симетричними секціями було збільшено до 31 мм — тобто на 15 мм більше базової (16 мм). Неочікувано, результати моделювання показали, що робоча смуга знову розширюється до значень, які збігаються з початковими:

7,21–7,91 ГГц за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ.

Однак, незважаючи на повернення до попередньої ширини смуги, слід відзначити якісне погіршення самої характеристики в межах діапазону. Зокрема, значення $|S_{11}|$ в межах смуги виявилися в середньому вищими, а

локальні мінімуми не настільки глибокі, як у конфігурації з відстанню 16 мм. Це свідчить про те, що ширина смуги не є єдиним критерієм ефективності — необхідно також враховувати рівномірність і глибину узгодження всередині неї.

Ймовірною причиною такої поведінки є складна інтерференція між електромагнітними полями секцій, яка може формувати вторинні резонансні умови при певних інтервалах відстані. Це підтверджує нелінійний характер впливу геометричних параметрів на робочі характеристики хвилевідної секції.

Така поведінка може частково пояснюватися не лише внутрішньою взаємодією між секціями, але й наближенням крайніх елементів до збуджуваних портів, що створює додаткові паразитні взаємодії. У результаті зростає чутливість конструкції до краєвих ефектів, що погіршує рівномірність узгодження навіть при широкій смузі частот.

Висновки:

У цьому підрозділі досліджено вплив зміни відстані між симетричними секціями хвилевідної структури з однією сходинкою на параметр узгодження $|S_{11}|$. Метою було визначення оптимального інтервалу відстаней, у межах якого забезпечується найширша робоча смуга за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ без істотного погіршення характеристик у межах діапазону.

Результати дослідження продемонстрували виражену нелінійну залежність робочих характеристик від міжсекційної відстані:

Базова конфігурація (16 мм) забезпечує найширшу та найстабільнішу смугу: 7,21–7,91 ГГц.

Зменшення до 11 мм зменшує смугу до 7,21–7,85 ГГц, що пояснюється посиленням паразитної взаємодії між секціями.

Подальше зменшення до 0,8 мм різко погіршує узгодження: робоча смуга звужується до 7,365–7,44 ГГц (–25 дБ) або 7,32–7,48 ГГц (–20 дБ).

У випадку негативної відстані ($-4,2$ мм), коли секції не перекриваються і розташовані перпендикулярно, спостерігається хаотична характеристика, і виділити робочу смугу практично неможливо.

У напрямку збільшення відстані результати такі:

21 мм: робоча смуга зменшується до $7,21-7,87$ ГГц;

26 мм: подальше звуження до $7,21-7,85$ ГГц;

31 мм: смуга неочікувано повертається до початкових значень $7,21-7,91$ ГГц, проте спостерігається погіршення характеристик усередині смуги — зменшується глибина мінімумів $|S_{11}|$ та зростає нерівномірність.

Ці ефекти можуть бути пов'язані як із внутрішньою взаємодією секцій, так і з наближенням країв конструкції до портів, що спричиняє додаткові паразитні відбиття та зміну ефективної довжини хвилеводу.

Отже, можна зробити такі узагальнені висновки:

Існує оптимальний інтервал міжсекційної відстані (приблизно $14-18$ мм), у якому досягається баланс між широкою робочою смугою та стабільною характеристикою.

Надмірне зближення або віддалення секцій знижує ефективність узгодження або викликає погіршення характеристик усередині смуги.

Навіть при однаковій ширині смуги (наприклад, 16 і 31 мм), якість узгодження може істотно відрізнятись, що вказує на необхідність комплексного аналізу не лише ширини смуги, а й рівномірності та глибини мінімумів $|S_{11}|$.

6.3 Дослідження конфігурації з узгодженням при негативному значенні міжсекційної відстані

У попередньому розділі було досліджено вплив варіацій відстані між симетричними секціями хвилевідної структури на параметр узгодження $|S_{11}|$. Зокрема, показано, що як надмірне зменшення, так і збільшення цієї відстані можуть призводити до суттєвого погіршення робочих характеристик.

Незважаючи на те, що випадок негативної відстані між секціями (тобто ситуація, коли секції не перекриваються по осі і розташовані частково внахлест або перпендикулярно) зазвичай асоціюється з деструктивними ефектами, було виявлено окрему конфігурацію, при якій, на відміну від раніше розглянутих сценаріїв, досягається стабільне узгодження.

Зокрема, при відстані $-4,9$ мм вдалося забезпечити задовільні характеристики $|S_{11}|$ (рис. 6.3.1), що дозволяє розглядати таку структуру як перспективну для нестандартних топологій, де секції частково перекриваються чи зміщені в площині.

У цьому розділі буде проведено детальний аналіз отриманої конфігурації, досліджено її частотні характеристики, умови виникнення узгодження при негативному зсуві, а також порівняно з попередніми варіантами, щоб визначити доцільність застосування подібного розташування в широкосмугових фазозсувних структурах.

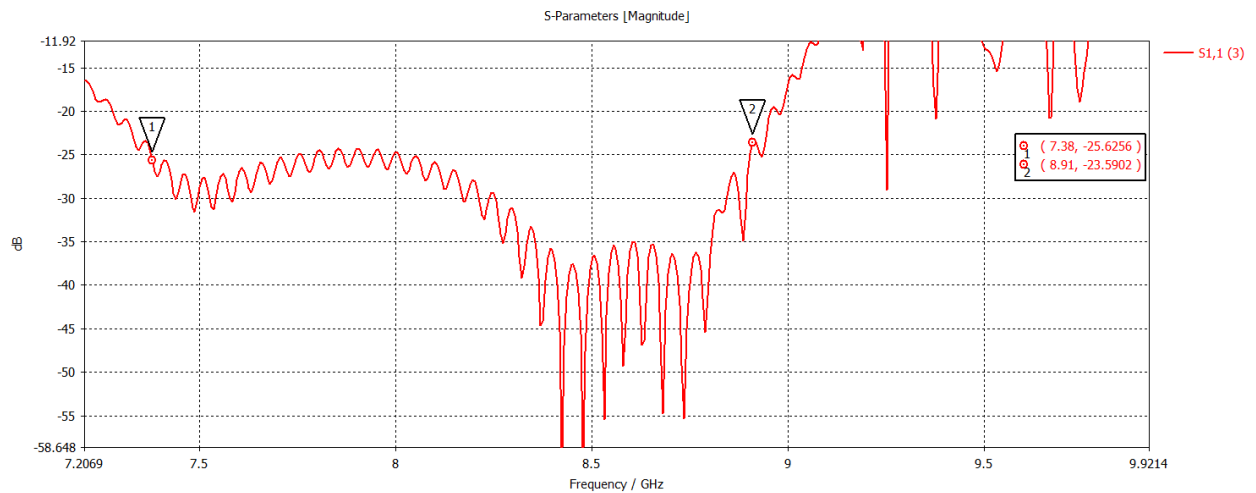


Рис. 6.3.1 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (–4,9 мм).

Зменшимо відстань між пластинами ще на 5 мм. В підсумку відстань між пластинами становить –9,9 мм (рис. 6.3.2).

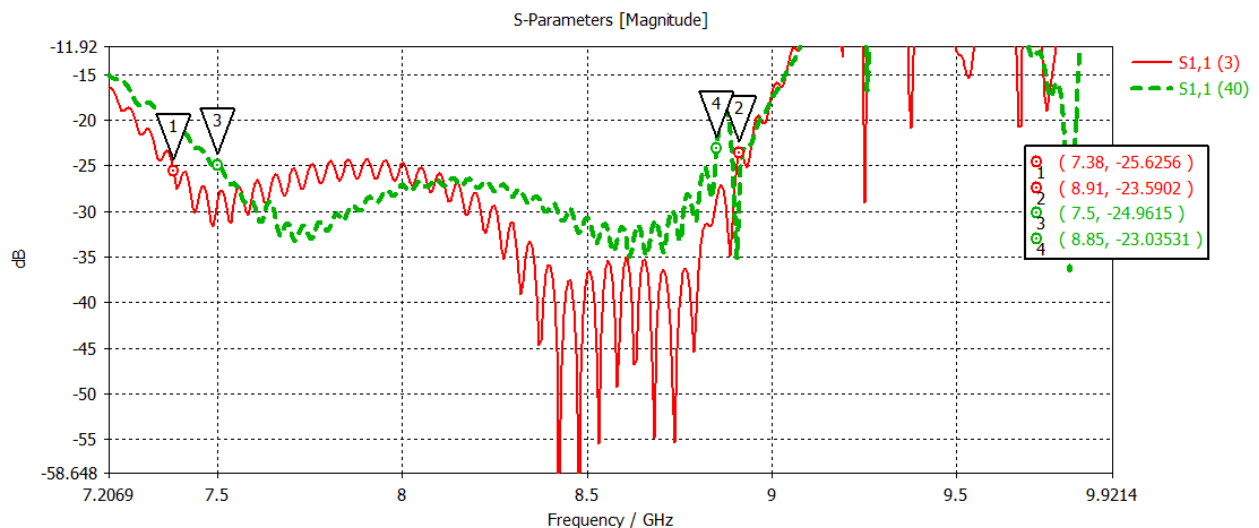


Рис. 6.3.2 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (–9.9 мм)

Де

(3) відстань між пластинами –4.9 мм.

(40) відстань між пластинами –9.9 мм.

У рамках дослідження було здійснено подальше зменшення міжсекційної відстані на 5 мм відносно попередньої конфігурації, в результаті чого відстань між секціями становила –9.9 мм. Така геометрія відповідає ще більшому

нахлесту або взаємному зміщенню секцій, з потенційною зміною взаємодії між їхніми електромагнітними полями.

Порівняльний аналіз показав, що ширина робочої смуги дещо зменшилася:

для конфігурації з відстанню $-4,9$ мм, робоча смуга за рівнем $|S_{11}| \leq -25$ дБ становила $7,38-8,91$ ГГц;

при відстані $-9,9$ мм, вона звужилась до $7,5-8,85$.

Однак, незважаючи на це незначне звуження діапазону, варто відзначити, що характеристика $|S_{11}|$ у межах нової смуги суттєво покращилася. Спостерігається глибше узгодження, з більш вираженими мінімумами та кращою стабільністю параметра $|S_{11}|$ по всій ширині смуги. Це свідчить про оптимальні резонансні умови у цій геометрії, навіть попри незвичне негативне значення міжсекційної відстані.

З отриманих результатів можна зробити висновок, що негативні значення відстані не обов'язково є негативними з погляду частотних характеристик, і при відповідному налаштуванні геометрії такі конфігурації можуть бути використані для розширення або покращення робочих параметрів.

Наступне зменшення відстані на 5 мм (загалом 10 мм) (рис. 6.3.3).

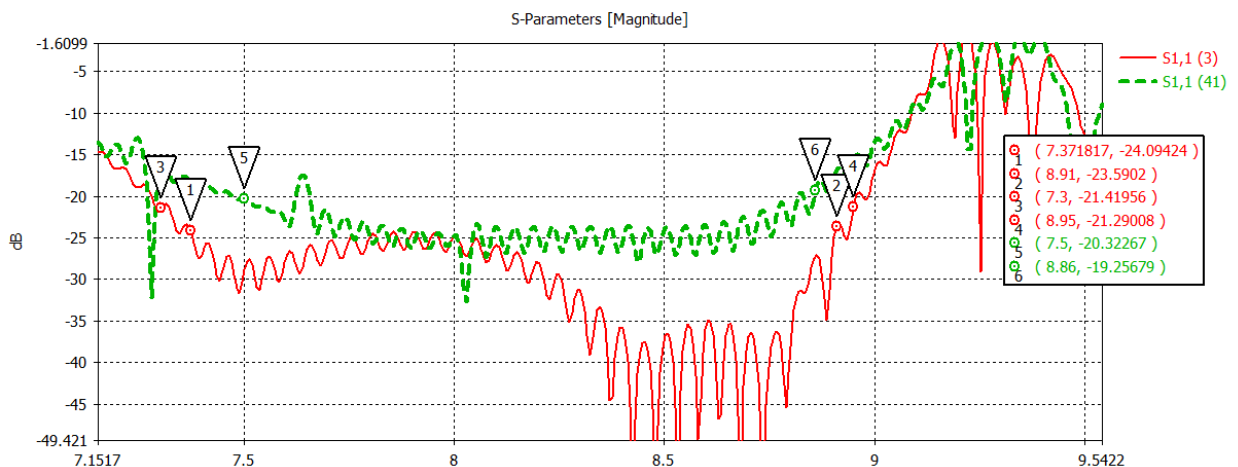


Рис. 6.3.3 – Залежність S_{11} від відстані між секціями ($-14,9$ мм).

Де

(3) відстань між пластинами $-4,9$ мм.

(41) відстань між пластинами $-14,9$ мм.

Наступний етап дослідження передбачав зменшення міжсекційної відстані ще на 5 мм, що привело до абсолютного значення $-14,9$ мм. Це вже екстремальне значення, яке значно перевищує межі перекриття секцій, утворюючи геометрію з глибоким взаємним проникненням структури.

У такій конфігурації було виявлено, що:

за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ робоча смуга відсутня, оскільки значення коефіцієнта відбиття в усьому частотному діапазоні не опускаються нижче -25 дБ;

натомість, якщо застосувати менш жорсткий критерій $|S_{11}| \leq -20$ дБ, то: у базовій конфігурації ($-4,9$ мм) робоча смуга становила $7,3-8,95$ ГГц; при $-19,9$ мм вона звузилась до $7,5-8,86$ ГГц.

Це вказує на значне погіршення узгодження, яке супроводжується як звуженням смуги, так і підвищенням рівня відбиття в межах діапазону. Причиною такого ефекту може бути перенасичення зони взаємодії полів між секціями, що призводить до руйнування стабільних резонансних умов, а також до формування складних вищих мод або паразитних відбиттів.

Таким чином, надмірне зменшення відстані між секціями негативно впливає на робочі характеристики конструкції, і навіть при застосуванні менш суворих критеріїв узгодження (-20 дБ) спостерігається втрата ефективності та надійності структури.

Заключний випадок у цьому підрозділі стосується ще більшого зміщення секцій — на 5 мм нижче попереднього значення, тобто до $-19,9$ мм (рис. 6.3.4).

Результати показали подальше звуження робочої смуги навіть за менш жорсткого критерію узгодження:

при попередній відстані $-19,9$ мм робоча смуга за рівнем $|S_{11}| \leq -20$ дБ становила $7,5-8,86$ ГГц;

при відстані $-19,9$ мм вона зменшилася до приблизно $8,16-8,84$ ГГц.

Окрім звуження, спостерігається також зміщення робочої смуги в бік вищих частот, що свідчить про зміну резонансної поведінки системи. Це може бути наслідком порушення симетрії в електромагнітній структурі та неконтрольованої взаємодії мод між надмірно перекритими секціями.

Загалом, така геометрія не є придатною для практичного використання, оскільки забезпечує обмежений діапазон узгодження і нестабільну частотну характеристику, що чутлива до найменших змін параметрів.

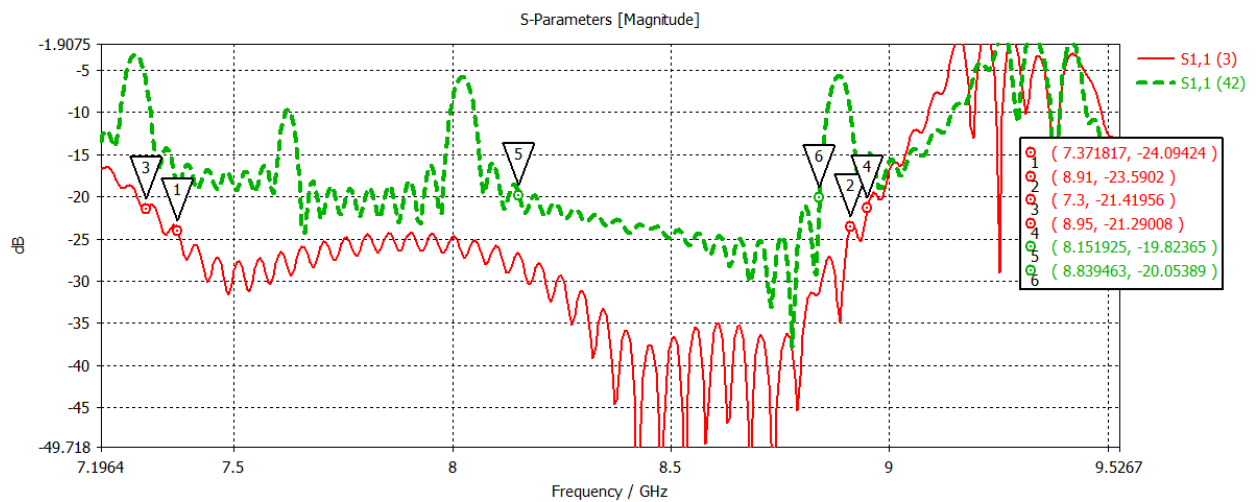


Рис. 6.3.4 – Залежність S_{11} від відстані між секціями ($-19,9$ мм)

Де

(3) відстань між пластинами $-4,9$ мм.

(42) відстань між пластинами $-19,9$ мм.

Далі будемо збільшувати відстань. І почнемо з $+5$ мм до узгодженої характеристики ($0,1$ мм).

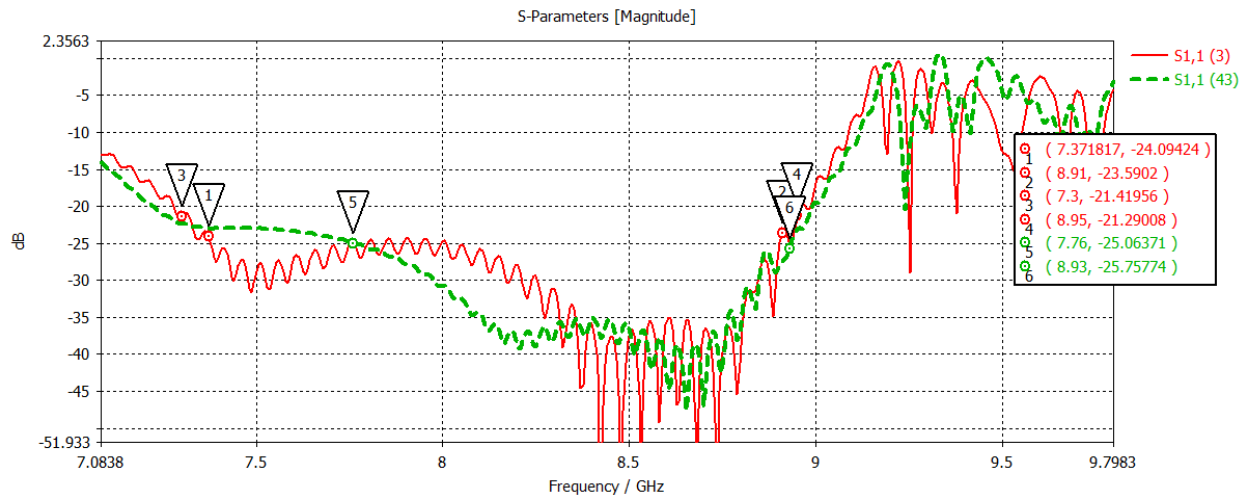


Рис. 6.3.5 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (0,1 мм)

Де

(3) відстань між пластинами $-4,9$ мм.

(43) відстань між пластинами $0,1$ мм.

Після виявлення ефективної конфігурації з негативною міжсекційною відстанню $-4,9$ мм, у межах якої було досягнуто стабільне узгодження, наступним етапом дослідження стало вивчення впливу збільшення відстані між секціями. Метою цього дослідження є встановлення того, наскільки стійким є режим узгодження до зміни геометрії в бік ослаблення взаємодії між симетричними елементами.

На першому кроці відстань між секціями було збільшено на 5 мм, тобто до $+0,1$ мм (що фактично відповідає майже нульовому розділенню або щільному розташуванню без перекриття). У результаті було зафіксовано звуження робочої смуги за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ (рис. 6.3.5):

для базової конфігурації ($-4,9$ мм) робочий діапазон становив $7,38$ – $8,95$ ГГц;

при відстані $+0,1$ мм смуга звузилась до $7,76$ – $8,93$ ГГц.

Попри незначне розширення верхньої межі діапазону, нижня межа піднялася на ~ 350 МГц, що вказує на погіршення умов узгодження у нижній частині спектра. Це може бути наслідком ослаблення резонансної взаємодії

між секціями, оскільки більша відстань зменшує ефект перекриття й, відповідно, вплив однієї секції на іншу.

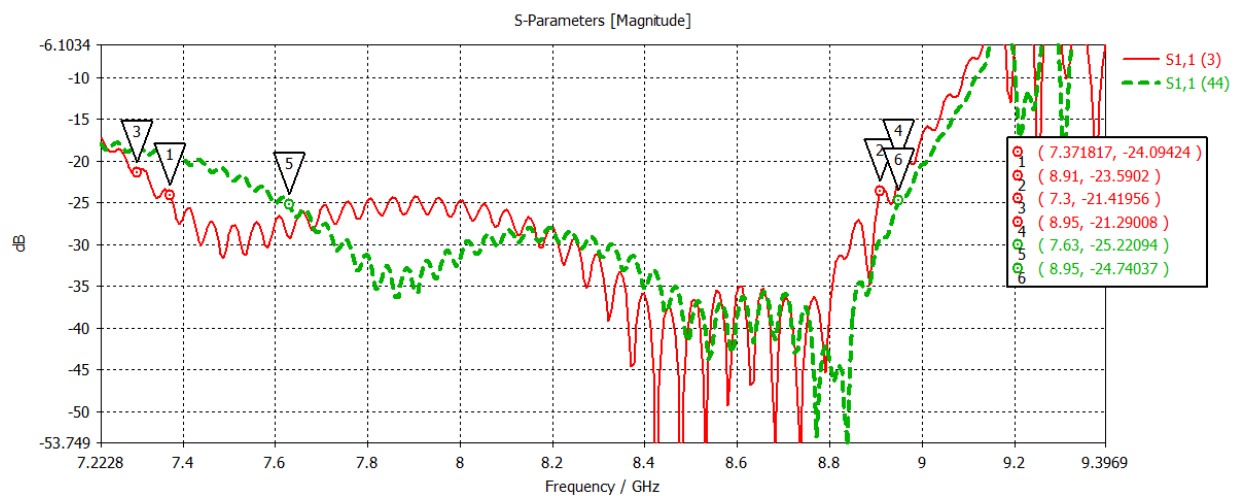


Рис. 6.3.5 – Залежність S_{11} від відстані між секціями (5,1 мм).

Де

(3) відстань між пластинами $-4,9$ мм.

(44) відстань між пластинами $5,1$ мм.

На наступному етапі відстань між симетричними секціями була збільшена ще на 5 мм, що дало абсолютне значення $+5,1$ мм відносно базової конфігурації ($-4,9$ мм). Це відповідає ситуації, в якій секції більше не перекриваються і розташовані з невеликим розривом між собою.

Результати моделювання виявили несподіване покращення частотних характеристик порівняно з конфігурацією $+0,1$ мм. За критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ: у попередньому випадку ($+0,1$ мм) робоча смуга становила $7,76-8,93$ ГГц; при $+5,1$ мм вона розширилася до $7,63-8,95$ ГГц.

Отже, збільшення відстані на цьому етапі призвело до:

- зниження нижньої межі діапазону на 100 МГц;
- підвищення верхньої межі на 20 МГц;
- загального розширення робочої смуги.

Це вказує на те, що не всі збільшення відстані мають негативний ефект. У певних випадках можлива реструктуризація умов резонансної взаємодії, яка

забезпечує більш рівномірне узгодження. Така поведінка свідчить про нелінійний характер електродинамічної взаємодії між секціями та важливість детального параметричного аналізу при проектуванні подібних систем.

Цікавим є той факт, що при збільшенні міжсекційної відстані до +5,1 мм спостерігається розширення робочої смуги у порівнянні з конфігурацією +0,1 мм, попри загальну тенденцію до погіршення при збільшенні відстані. Така поведінка свідчить про нелінійний та багатофакторний характер впливу просторового розташування секцій на частотні характеристики.

Одним із можливих пояснень цього покращення є зміна взаємного положення секцій відносно портів. Зокрема, при відстані +0,1 мм крайні елементи структури можуть виявлятися занадто далеко до портів, що призводить до формування локальних паразитних відбиттів або порушення модового збудження. При подальшому збільшенні відстані (до +5,1 мм), секції приближаються до портів, що пом'якшує краєві ефекти і сприяє стабільнішому режиму збудження.

Таким чином, у подібних конфігураціях важливо враховувати не лише взаємодію між симетричними секціями, але й їхнє розташування відносно джерела збудження, оскільки це може істотно впливати на ефективність узгодження та формування робочої смуги.

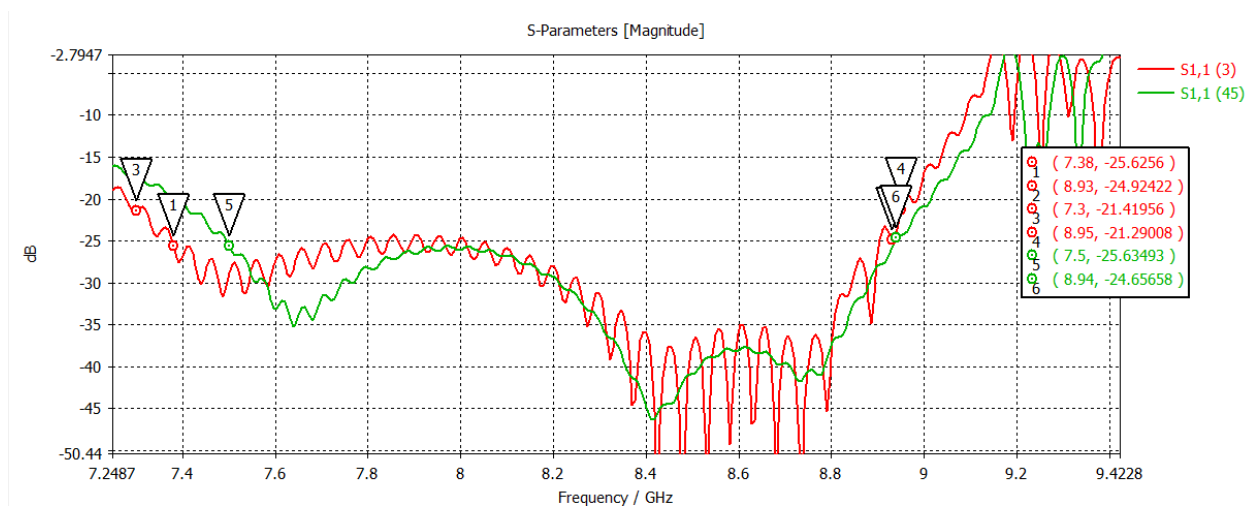


Рис. 6.3.6 – Залежність S11 від відстані між секціями (10,1 мм)

Де

(3) відстань між пластинами $-4,9$ мм.

(45) відстань між пластинами $10,1$ мм.

У рамках подальшого аналізу міжсекційну відстань було збільшено ще на 5 мм, у результаті чого її абсолютне значення становило $+10,1$ мм (відносно базової конфігурації з $-4,9$ мм). Це вже відносно велика відстань, що передбачає зменшену взаємодію між секціями та їхнє суттєве віддалення відносно одна одної.

Результати моделювання за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ показали (рис. 6.3.6): розширену нижню межу смуги, яка тепер сягає $7,5$ ГГц (раніше була $7,63$ ГГц при $+5,1$ мм);

Згідно з графіком коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ ($-4,9$ мм та $10,1$ мм), основна конфігурація з відстанню $-4,9$ мм забезпечує кращі показники узгодження. У конфігурації з відстанню $10,1$ мм глибина провалу залишається на подібному рівні, але ширина смуги зменшується. Таким чином, збільшення відстані між пластинами призводить до звуження смуги ефективного узгодження та невеликого зсуву центральної частоти в бік вищих частот. Це свідчить про доцільність використання меншої відстані між пластинами для досягнення ширшої робочої смуги з хорошим узгодженням у досліджуваній структурі.

Результати моделювання демонструють нелінійну залежність ширини та якості робочої смуги від значення відстані:

При збільшенні до $+0,1$ мм, робоча смуга за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ звузилась до $7,73-8,93$ ГГц.

Подальше збільшення до $+5,1$ мм неочікувано дало покращення смуги відносно варіанту в $0,1$ мм відстані між секціями — $7,63-8,95$ ГГц, імовірно за рахунок зменшення крайових ефектів і часткової стабілізації збудження.

Зі збільшенням до +10,1 мм смуга складала 7,5–8,94 ГГц — де смуга ще покращилася, що можна зв'язати з зближенням до портів збудженням, внаслідок чого узгодження покращилось і зменшились паразитні ефекти.

Отже, збільшення міжсекційної відстані не завжди лінійно погіршує характеристики, і в деяких випадках може тимчасово сприяти покращенню частотної смуги. Проте:

Усі конфігурації з додатним зміщенням показали меншу стабільність та глибину мінімумів $|S_{11}|$, ніж базова конфігурація при $-4,9$ мм.

Збільшення відстані змінює розташування секцій відносно збуджуючих портів, що значною мірою впливає на збудження мод і рівень паразитних збурень.

Найкращий компроміс між шириною смуги та її якістю досягається у вузькому інтервалі значень навколо $-4,9$ мм, тоді як збільшення відстані потребує додаткової корекції геометрії для збереження ефективного узгодження.

6.4 Висновки до шостого розділу

У розділі 6 було проведено комплексне моделювання хвилевідної секції з диференціальним фазовим зсувом на 180° , з метою дослідження впливу залежності характеристик від товщини секцій та міжсекційної відстані. Основну увагу приділено залежності ширини робочої смуги та коефіцієнта відбиття $|S_{11}|$ від:

товщини (висоти) секцій;

відстані між симетричними секціями конструкції.

Результати дослідження дозволяють сформулювати такі висновки:

було виявлено оптимальні комбінації товщин, при яких досягається мінімальний рівень відбиття в заданому діапазоні частот. Надмірне збільшення товщини призводить до зсуву смуги в бік нижчих частот і втрати стабільності узгодження.

Загалом можна сказати, що найкращим вибором – це товщина секції в 0,5 мм, оскільки це забезпечить фізичну стабільність та реалізованість в пристрої. Теоретичні розрахунки пристрою виконувалися за умови, що товщина пластини прямує до нуля. Проте в реальних умовах така ідеалізація неможлива.

Аналіз залежності від відстані між секціями показав нелінійну поведінку характеристик. Існує чітко виражений оптимум (наприклад, у межах 14–18 мм або окремі ефективні конфігурації з негативною відстанню, як $-4,9$ мм), де досягається максимальна ширина робочої смуги та найкраща глибина $|S_{11}|$.

Надмірне збільшення або зменшення міжсекційної відстані призводить до погіршення узгодження: робоча смуга або звужується, або стає розірваною, а в окремих випадках (наприклад, при $-19,9$ мм або $-24,9$ мм) – зникає повністю за критерієм $|S_{11}| \leq -25$ дБ.

Також було встановлено, що при зміні міжсекційної відстані роль відіграє взаємне розташування секцій відносно портів. Надмірне наближення секцій до

портів може призводити до паразитних відбиттів, які впливають на форму характеристики навіть при загалом широкій смузі.

Також залежність характеристики залежить не тільки від розмірів, кількості сходинок, товщини секцій, але й від міжсекційної відстані і це все залежить не лінійно.

Загалом, результати розділу 6 підтверджують, що точний контроль геометричних параметрів є ключовим фактором для забезпечення широкосмугового узгодження. Отримані залежності можуть бути використані як основа для автоматизованої оптимізації топологій у практичних СВЧ-системах.

ВИСНОВКИ

У магістерській дисертації досліджено проблему максимізації робочої смуги частот високоточної бездисперсійної хвилевідної секції диференціального фазового зсуву 180 градусів. Особливістю та унікальністю запропонованого технічного рішення є використання одно- та багатоступінастих фазозсувних елементів, один з яких має дзеркальну площину симетрії, перпендикулярну осі симетрії хвилевода, а інший – ковзну площину симетрії, перпендикулярну осі симетрії хвилевода. У роботі застосовано числове моделювання в середовищі CST Studio Suite з використанням розв'язувача у часовій області, а також реалізовано багатокритеріальну оптимізацію з використанням сучасних алгоритмів — генетичного, рою частинок, алгоритм еволюційної стратегії адаптації коваріаційної матриці. Розглянуто кілька варіантів конфігурацій секцій та визначено оптимальну структуру, яка забезпечує найширшу смугу робочих частот при збереженні низького рівня відбиття. Отримані результати можуть бути використані для проєктування високоточних широкосмугових хвилевідних 180-градусних диференціальних фазозсувачів у радіотехнічних системах з поляризаційною обробкою рідасигналів.

Більш детально отримані результати наступні:

- на основі теоретичного аналізу та чисельного моделювання сформовано підхід до побудови бездисперсійної хвилевідної структури, що відповідає сучасним вимогам до широкосмугових мікрохвильових пристроїв. Було визначено ключові геометричні фактори, що впливають на частотну поведінку хвилеводу, зокрема кількість ступенів, тип симетрії вставок, розміри елементів і відстані між ними;
- для розрахунку електромагнітних характеристик використано один тип розв'язувача середовища CST Studio Suite — у часовій області

(Time Domain Solver). Проаналізовано особливості розв'язувачів в середовищі CST Studio Suite, виявлено переваги кожного для задач в залежності від широкосмуговості пристрою. Встановлено, що Time Domain Solver є доцільнішим у випадку багатопараметричної оптимізації, коли необхідно враховувати широкі частотні діапазони без повторного розрахунку кожної окремої точки;

Було впроваджено систему параметричної оптимізації геометричних характеристик хвилевідної секції. Для цього застосовано як глобальні еволюційні алгоритми (генетичний, рою частинок, CMA-ES), так і локальні (метод довірчої області), що забезпечило гнучке налаштування моделі до різних режимів роботи. Результати чисельного експерименту продемонстрували найвищу ефективність при використанні методу довірчої області.

Побудовано кілька типів геометричних конфігурацій, що відрізнялися кількістю сходинок і симетрією конструктивних елементів. За результатами моделювання встановлено, що конструкція з трьома ступенями демонструє найкраще поєднання параметрів: вона забезпечує мінімальні втрати та узгодження в ширшому частотному діапазоні порівняно з варіантами з однією, двома або чотирма сходинками.

У процесі дослідження проведено аналіз чутливості коефіцієнта відбиття до змін основних геометричних параметрів, зокрема товщини металевих пластин, міжсекційної відстані та конфігурацій з негативною відстанню. Отримані дані дозволили виявити критичні допуски, за яких узгодження структури суттєво погіршується, що є особливо важливим при переході до етапу фізичного виготовлення.

Важливим етапом дослідження стало впровадження узагальненої методології синтезу хвилевідних секцій з використанням модифікованих геометричних конфігурацій та адаптивної оптимізації. Цей підхід дозволяє

створювати хвилевідні пристрої з заданими частотними характеристиками з високою точністю, мінімізуючи ручну настройку.

Усі результати підтверджено множинними серіями моделювань в CST Studio. Це забезпечує достовірність зроблених висновків і дозволяє рекомендувати розроблену модель для подальшої практичної реалізації в радіотехнічних системах з поляризаційною обробкою сигналів.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Патент UA 20578 A (Україна), МКІ Н01Р1/162. Бездисперсійний перетворювач поляризації // Дубровка Ф.Ф., Петрушевський Ю.В. – Заявл 23.06.1994 р. – Зареєстровано в Держпатенті України 15.07.1997 р.
2. Дубровка Ф.Ф. «Поляризаційно-адаптивні антенні системи», дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук, Київ 2002.
3. Fedor Dubrovka, Konstyantyn Naumenko, Maxim Rusov «Parametric optimization of transition from square waveguide to bifurcated waveguide», ISBN 83-906662-8-6, materials of MIKON-2006 conference, IEEE Catalog Number: 06EX1319C.
4. Русов М.В. «Теоретичне та експериментальне дослідження та оптимізація обертача площини (еліпса) поляризації електромагнітної хвилі», магістерська дипломна робота, Київ 2006.
5. Положення на магістерську атестаційну роботу. /Укладач В.П. Головенкін – Київ: Національний технічний університет України «КПІ», 2001- 9с.
6. Weiland, T. *Time Domain Electromagnetic Field Computation with Finite Difference Methods* / Thomas Weiland. – 2002.
7. Yee, K. S. *Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media* // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1966. – Vol. 14(3). – P. 302–307.
8. Weiland, T. *A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields* // Electronics and Communication. – 1977.
9. Метод скінченних елементів. Доступно за посиланням: https://uk.wikipedia.org/wiki/Метод_скінченних_елементів
10. Дубенець В. Г. *Основи методу скінченних елементів*. – 2018. Доступно за посиланням: <https://ir.stu.cn.ua/bitstream/handle/123456789/11250/ДубенецьВГ.Основи%20МСЕ.pdf>

11. Transmission-line matrix method. Доступно за посиланням:
https://en.wikipedia.org/wiki/Transmission-line_matrix_method
12. Transmission Line Matrix Tutorial. Доступно за посиланням:
https://cecas.clemson.edu/cvel/modeling/tutorials/techniques/tlm/transmission_line_matrix.html
13. *The Transmission Line Matrix Method*. Доступно за посиланням:
https://www.researchgate.net/publication/230818967_The_Transmission_Line_Matrix_Method
14. CST Studio Suite — Electromagnetic Simulation Solvers. Доступно за посиланням:
<https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite/electromagnetic-simulation-solvers>
15. Model order reduction. доступно за посиланням:
https://en.wikipedia.org/wiki/Model_order_reduction
16. Reduced Order Modeling. Доступно за посиланням:
<https://www.mathworks.com/discovery/reduced-order-modeling.html>
17. Salimbahrami, B., Lohmann, B. *Krylov Subspace Methods in Linear Model Order Reduction*. Доступно за посиланням:
https://www.epc.ed.tum.de/fileadmin/w00cgc/rt/publikationen/forschungsberichte/FB_2002_Salimbahrami_Invariance.pdf
18. Генетичний алгоритм. Доступно за посиланням:
<https://www.dropbox.com/scl/fo/l4d0pfrmvmzunlk82i77gj/AFFZKwhGEAdL8mkkqC1Yrpw/ЛІТЕРАТУРА/main/СУЧАСНІ%20МЕТОДИ%20АНАЛІЗУ%20С%20СИНТЕЗУ%20І%20ОПТИМІЗАЦІЇ.pdf?rlkey=8eueasmeuv3yjsahnw95njoim&e=1&dl=0>
19. Генетичний алгоритм. Доступно за посиланням:
https://uk.wikipedia.org/wiki/Генетичний_алгоритм
20. Trust region. Доступно за посиланням:
https://en.wikipedia.org/wiki/Trust_region

21. Trust Region Solvers // Pyomo. Доступно за посиланням: <https://pyomo.readthedocs.io/en/6.8.1/explanation/solvers/trustregion.html>
22. Hansen, N., Ostermeier, A. *CMA-ES: A tutorial*. Доступно за посиланням: <https://arxiv.org/pdf/1604.00772>
23. CMA Evolution Strategy Homepage. Доступно за посиланням: <https://cma-es.github.io/>
24. Шеремет І. О., Мисик С. В. *Оптимізація параметрів антенної системи методом рою частинок* // Матеріали конференції «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я». – Житомир: ЖДТУ, 2017. – С. 143–144. доступно за посиланням: <https://conf.ztu.edu.ua/wp-content/uploads/2017/06/143-1.pdf>
25. Метод рою часток. Доступно за посиланням: https://uk.wikipedia.org/wiki/Метод_рою_часток
26. Євтушенко О. В. *Метаевристичні алгоритми оптимізації та їх застосування в електромагнітному моделюванні*. – Київ: НТУУ «КПІ», 2023. – 128 с. доступно за посиланням: <https://ela.kpi.ua/items/e093e4f1-a93c-47b2-bea2-79800109ddad>