

Харківський національний університет радіоелектроніки

Навчально-науковий центр ЗФН

Кафедра Комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 125 Кібербезпека

Тип програми освітньо-професійна

Освітня програма Системи технічного захисту інформації,
автоматизація її обробки

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри _____

(підпис)

« _____ » _____ 20 ____ р.

ЗАВДАННЯ

НА АТЕСТАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові Бухкало Владиславу Віталійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Ширококутовий випромінювач для антенної решітки радіопеленгатора

затверджена наказом університету від 11 жовтня 2019 р. № 199 Стз

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 10 грудня 2019 р.

3. Вихідні дані до роботи Дослідити можливість реалізації ширококутового антенного елемента для решітки радіопеленгатора діапазону 1,2...3 ГГц. Вимоги до елемента: випромінювач вертикальної поляризації; коефіцієнт підсилення в азимутальній площині не менше 2 дБ; діаграма спрямованості в площині кута місця – симетрична, ширина - не менше 30° на рівні -3 дБ; в площині кута місця – симетрична; вибрати тип та визначити геометричні параметри випромінювача антенної решітки

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі _____

4.1. Аналітичний огляд сучасних антенних систем радіопеленгаторів

4.2. Порівняльний аналіз числових електродинамічних методів в часовій та частотній областях і вибір засобу моделювання

4.3. Вибір структурної схеми антенного елемента та її компонентів

4.4. Моделювання випромінювача та його компонентів в цілому

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (п.5 включається до завдання за рішенням випускової кафедри)

Презентація не менше 10 слайдів. У тому числі обов'язкові: структурна схема сучасного пеленгатора, приклади антенних систем конкретних фірм, порівняння та вибір засобу дослідження; результати комп'ютерного моделювання слабоспрямованого антенного елемента для антенної решітки радіопеленгатора.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд літератури	15.10.2019-20.10.2019	
2	Вибір напрямку дослідження	21.10.2019-24.10.2019	
3	Вибір алгоритму та геометрії для дослідження	25.11.2019-10.11.2019	
4	Ескізна розробка вихідного зразку	11.11.2019-12.11.2019	
5	Комп'ютерне моделювання	13.11.2019-23.11.2019	
6	Оформлення розрахунково-пояснювальної записки	23.11.2019-03.12.2019	
7	Представлення атестаційної роботи до захисту	05.12.2019	

Дата видачі завдання 05.10.2019 р.

Студент _____
(підпис)

Керівник роботи _____ проф. Лучанінов А.І.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 81 с., 36 рис., 5 табл., 1 додаток, 18 джерел.

РАДІОПЕЛЕНГАТОР, АНТЕННА РЕШІТКА, МІКРОСТРІЧКОВИЙ ВИПРОМІНЮВАЧ, ДІАГРАМА СПРЯМОВАНОСТІ, КОЕФІЦІЄНТ ВІДБИТТЯ

Об'єкт дослідження – процес приймання електромагнітних хвиль антенними системами радіопеленгаторів.

Предмет дослідження - широкосмугові випромінювачі для антенної решітки апаратури радіопеленгації стаціонарного і мобільного базування

Мета роботи - дослідження можливості створення широкосмугового активного випромінювача зі зменшеними габаритами для антенної решітки радіопеленгаторів стаціонарного і мобільного базування, що дозволяє розширити кутовий сектор їх функціонування, підвищити точність оцінки кутових координат джерел радіовипромінювання радіохвиль за рахунок підвищення чутливості приймальної антенної системи.

В атестаційній роботі представлені результати досліджень по розробці антени, призначеної для використання в якості елемента пеленгаторної антенної решітки. Антена являє собою широкосмуговий мікрострічковий випромінювач з приєднаним до його входу малошумним підсилювачем з високим коефіцієнтом підсилення.

Галузь застосування - системи радіопеленгування і моніторингу радіовипромінювань.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 81 с., 36 рис., 5 табл., 1 приложение, 18 источников.

РАДИОПЕЛЕНГАТОР, АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, МИКРОПОЛОСКОВЫЙ
ИЗЛУЧАТЕЛЬ, МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ, ДИАГРАММА
НАПРАВЛЕННОСТИ, КОЭФФИЦИЕНТ ОТРАЖЕНИЯ

Объект исследования - процесс приема электромагнитных волн антенными системами радиопеленгаторов.

Предмет исследования - широкополосные излучатели для антенной решетки аппаратуры радиопеленгации стационарного и мобильного базирования

Цель работы – исследование возможности создания широкополосного активного излучателя с уменьшенными габаритами для антенной решетки радиопеленгаторов стационарного и мобильного базирования, позволяющего расширить угловой сектор их функционирования, повысить точность оценки угловых координат источников радиоизлучения радиоволн за счет повышения чувствительности приемной антенной системы.

В аттестационной работе представлены результаты исследований по разработке активной антенны, предназначенной для использования в качестве элемента пеленгаторной антенной решетки. Антенна представляет собой широкополосный микрополосковый излучатель с подсоединенным к его входу малошумящим усилителем с высоким коэффициентом усиления.

Область применения – системы радиопеленгования и мониторинга радиоизлучений.

ABSTRACT

Explanatory note: 81 p., 36 figures, 5 table, 1 appendix, 18 sources.

RADIO DIRECTION FINDING SYSTEM, ANTENNA ARRAY,
MICROSTRIP RADIATOR, LOW-NOISE AMPLIFIER, DIRECTIVITY,
RETURN LOSS

The object of study – the process of receiving electromagnetic waves by antenna systems of direction finders.

Subject of research - broadband radiator for antenna array of fixed and mobile based radio direction finding.

The purpose of the work - investigate the possibility of creating a broadband active radiator with reduced dimensions for the antenna array of stationary and mobile based radio direction finding system, which allows expanding the angular sector of their functioning, increasing the accuracy of estimating the angular coordinates of radio wave sources of radio waves by increasing the sensitivity of the receiving antenna system.

The certification work presents the results of studies on the development of an active antenna intended for use as an element of a direction-finding antenna array. The antenna is a broadband microstrip radiator with a low-noise amplifier with a high gain connected to its input.

Scope - systems of direction finding and monitoring of radiofrequency radiation.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ	8
ВСТУП	9
1 СУЧАСНІ АНТЕННІ СИСТЕМИ РАДІОПЕЛЕНГАТОРІВ	10
1.1 Особливості антенних систем радіопеленгаторів	10
1.2 Антенні решітки радіопеленгаторів провідних зарубіжних виробників	11
1.2.1 Антенна система TCI641N	11
1.2.2 Антенні решітки скануючого пеленгатора сигналів R&S®DDF550	13
1.3 Висновки по розділу	22
2 ВИБІР МЕТОДУ І ЗАСОБІВ МОДЕЛЮВАННЯ	24
2.1 Методи в часовій області (FDTD та FETD)	24
2.2 Методи в частотній області (метод скінчених елементів)	28
2.2.1 Стаціонарні функціонали для полів	29
2.2.2 Характеристики пакету HFSS	31
2.2.3 Особливості реалізації методу скінчених елементів в пакеті HFSS	36
3 ПРОЕКТУВАННЯ ВИПРОМІНЮВАЧА АНТЕННОЇ РЕШІТКИ	46
3.1 Структурна схема антенного елемента та вибір її складових	46
3.1.1 Структурна схема	46
3.1.2 Вибір типу складових антенного елемента	47
3.2 Моделювання випромінювача антенного елемента	52
ВИСНОВКИ	67
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ	68
Додаток А. Графічний матеріал	70

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

ДС – діаграма спрямованості

MCE - Міжнародний союз електрозв'язку

НВЧ – надвисока частота

СКВ - середньоквадратичне відхилення

ALPS - Adaptive Lanczos Pade Sweep (метод швидкої частотної розгортки)

FDTD – Finite Domain Time Domain (метод скінчених різниць у часовій області)

FETD - Finite Element Time Domain (метод скінчених елементів у часовій області)

FEM - Finite Element Method (метод скінчених елементів)

HF - High Frequency (висока частота)

LF – Low Frequency (низька частота)

MOM – Method of Moments (метод моментів)

RCS - Radar Cross Section (радіолокаційний переріз розсіяння)

UHF - Ultra High Frequency (надзвичайно висока частота)

VHF - Very High Frequency (дуже висока частота)

ВСТУП

Сучасна апаратура радіомоніторингу і радіопеленгації повинна забезпечувати надійний пошук і точне вимірювання параметрів сигналів, що фіксуються. Однією з основних тенденцій розвитку апаратури радіопеленгаторних комплексів і засобів радіоелектронної боротьби є використання широкосмугових радіоелектронних систем.

Ефективність радіопеленгаторних комплексів безпосередньо залежить від характеристик використовуваних в ній антенних систем і пристроїв. Важливою вимогою, що пред'являються до апаратури радіопеленгації і радіомоніторингу, є надійне і точне розрізнення джерел радіовипромінювання в широкій смузі частот. Проте не менш важливою вимогою є забезпечення її високої живучості, безпосередньо пов'язаної зі ступенем її помітності, яка в значній мірі визначається габаритними розмірами антенної системи. Тому до антен, що використовуються в апаратурі радіопеленгації, пред'являються вимоги мінімального спотворення сигналів в кутовій зоні її огляду, забезпечення досить високого рівня сигналів, які передаються від антенної системи в приймальний пристрій, можливість дозволу джерел радіовипромінювання з близькими значеннями кутових координат і в той же час прийнятних габаритних розмірів і маси.

У зв'язку з цим, а також зростаючими вимогами до чутливості комплексів радіотехнічного моніторингу, точності визначення пеленга і придушення небажаних сигналів (перешкод) в складній радіотехнічній обстановці, велика увага приділяється розробці їх антенних систем.

У цій атестаційної роботі представлені результати досліджень з розробки широкосмугового випромінювача, призначеного для використання в якості елемента пеленгаторної антенної решітки. Він являє собою широкосмуговий симетричний диполь над провідним екраном.

1 СУЧАСНІ АНТЕННІ СИСТЕМИ РАДІОПЕЛЕНГАТОРІВ

1.1 Особливості антенних систем радіопеленгаторів

Визначення кутового розташування або визначення пеленга - одна з основних задач радіотехнічного моніторингу. Для успішного вирішення цього завдання необхідна побудова складних радіотехнічних комплексів – радіопеленгаторів. Більшість сучасних пеленгаторів побудовано за схемою, яка приведена на рис. 1.1 [1].

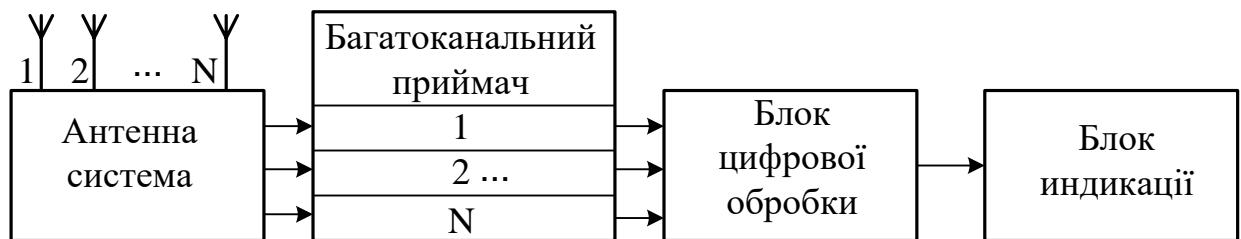


Рисунок 1.1 – Структурна схема сучасного пеленгатора

Кожен структурний блок представлений на рис. 1.1 відіграє істотну роль у точності визначення пеленга. Однак більшість важливих потенційно досяжних технічних характеристик цих комплексів у значній мірі визначається використовуваною антенною системою. Особливістю розробки антен для радіопеленгаторів це той факт, що, як правило, в якості параметрів, що задаються, використовуються характеристики радіопеленгатора (середньоквадратичне відхилення (СКВ), чутливість, перешкодозахищеність). Відомо, що значення цих важливих параметрів визначається також і алгоритмами пеленгації.

1.2 Антенні решітки радіопеленгаторів провідних зарубіжних виробників

Світовими лідерами (як за якісними, так і за кількісними критеріями) в області розробки і виробництва апаратно-програмних комплексів радіоконтролю, зокрема радіопеленгаторів, є фірми Rohde & Schwarz (Німеччина) [2] і TCI (США) [3]. Їх каталоги включають в себе широкий асортимент, як повністю укомплектованих комплексів радіоконтролю (стаціонарних, мобільних, бортових, портативних), так і окремих пристроїв і систем прийому та обробки радіосигналів, антенних пристроїв і систем для різних діапазонів, а також спеціального математичного і програмного забезпечення апаратури радіомоніторингу і радіопеленгації.

1.2.1 Антенна система TCI641N

Дана антенна система складається з антенної решітки, в центрі якої розташований біконічний антенний елемент, який виступає в якості опорного (рис. 1.2). Його також можна використовувати для роботи в режимі аналізу. Антена TCI моделі 641N розроблена для роботи в складних умовах військово-морських застосувань і пройшла випробування на вібрацію відповідно до MIL-STD-810G, метод 528 і ударостійкість до 40G. Антена TCI моделі 641N VHF/UHF призначена для завдань, що вимагають багатоелементної антени для точного визначення напрямку в поєднанні з чутливою всеспрямованою антеною для моніторингу. 641N функціонує в діапазоні від 20 до 3000 МГц. Типова точність визначення напрямку становить 2 градуси (СКВ), і до одного градуса в середовищі без перевідбиттів. Система 641N підтримує вимірювання амплітуди каліброваного сигналу у всьому діапазоні частот. Орієнтир курсу для антени може бути надано вбудованим індукційним компасом або безпосередньо за даними суднової навігаційної системи.



Рисунок 1.2 - Антенна система TCI Model 641

Відмінні особливості:

- широкопasmова антена для визначення напрямку, моніторингу та вимірювань в діапазоні від 20 до 3000 МГц;
- висока чутливість у всьому діапазоні частот;
- велика апертура для більшої точності пеленгування;
- міцна, легка конструкція для простоти установки, довговічності і вібраційних випробувань згідно MIL-STD-810G, метод 528;
- ударне навантаження до 40G.

Антенна система Model 641 це 9 TEM-рупорів. TEM-рупор відрізняється від звичайного хвилеводного рупора відсутністю бічних стінок, що створює умови для зниження частоти робочого діапазону по КСХН при тих же габаритних розмірах. Крім того, фазовий центр антени зсувається до точки живлення з ростом частоти, тому решітки на базі таких елементів іноді називають «системами без фазового центру». TEM-рупори широко

представлені серед виробників усього світу, і в основному використовуються в якості вимірювальних антен в надширокій смузі частот (з перекриттям навіть вище 20). Однак, ширина діаграми спрямованості TEM-рупора зазвичай зменшується з ростом частоти, що обмежує його використання в якості елемента антеною системи радіопеленгатора. В діапазоні (0.4-3) ГГц TEM-рупор відповідного розміру має спрямовану характеристику. В діапазоні (0.02-0.4) ГГц діаграма спрямованості TEM-рупора відповідного розміру зі зменшенням частоти прагне до кругової. Таким чином, характеристики рупора наближаються до характеристик малогабаритного симетричного диполя. Питання, узгодження антени з фідерним трактом, вирішують за допомогою пристрою активного узгодження з високоімпедансним входом. Фірма TCI випускає на базі TEM-рупорів антенні решітки для радіопеленгаторів аж до 8 ГГц.

Антенна 641 доступна у двох конфігураціях: 641F - стаціонарний варіант та 641M - мобільний варіант. Обидві конфігурації функціонують в одному і тому ж діапазоні частот і, як було зазначено вище, мають 9-елементну UHF антенну решітку радіопеленгатора та плюс одну не спрямовану в азимутальній площині антену моніторингу. Конфігурація 641F окрім того має окрему 5-елементну пеленгаційну решітку VHF діапазону, яка забезпечує більшу точність та чутливість радіопеленгатора в діапазоні від 20 до 175 МГц. Решітка VHF діапазону складається з п'яти вертикальних диполів і встановлена трохи нижче обтікача.

1.2.2 Антенні решітки скануючого пеленгатора сигналів R&S®DDF550

Широкопasmові скануючі пеленгатори сигналів реального часу R&S®DDF550 призначені для роботи з усіма типами багатоканальних пеленгаторних антен R&S®ADDx. Завдяки великій кількості елементів антеної системи подібна пеленгаторна система забезпечує високу чутливість навіть до дуже слабких сигналів, хорошу стійкість до потужних сигналів,

розташованих в безпосередньо близько до досліджуваного, і так само велику вірогідність вимірів завдяки можливості накопичення і усереднення одержуваної вимірювальної інформації з декількох прийомних трактів. Завдяки широкій смузі огляду реального часу (80 МГц) R&S®DDF550 дозволяє проводити спостереження і пеленгування одночасно багатьох сигналів, без необхідності постійної перебудови частоти.

Крім того, R&S®DDF550 має функцію панорамного сканування в режимі пеленгування, що забезпечує високу ефективність застосування даних систем в широкому діапазоні частот, який обмежується тільки використовуваними пеленгаторними антенами.

Застосування пеленгаторних антен з великою апертурою, велика кількість активних антенних елементів антенної системи і метод кореляційного інтерферометра дозволили досягти високої точності пеленгування і малої залежності результатів від перевідбиттів. В пеленгаторних антенах передбачено перемикач, що дозволяє вибирати активний або пасивний режим роботи на розсуд оператора.

R&S®DDF550 розроблений відповідно до рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) відносно пеленгаторів сигналів з можливістю вимірювання параметрів сигналів з нормованими характеристиками.

Наявність перевідбиттів електромагнітних хвиль в значній мірі впливає на достовірність результатів пеленгування. Застосування багатоканальних пеленгаторних антен дозволяє отримати набагато більшу стійкість до перешкод, викликаних перевідбиваннями, за рахунок використання більшої кількості антенних елементів. Елементи антенної системи мають змінну електричну довжину, що дозволяє максимально адаптуватися до частоти прийому та отримати високу чутливість, а більша кількість антенних елементів дозволяє отримати більший коефіцієнт підсилення.

Антени типів R&S ADD050SR, R&S ADD153SR, R&S ADD157 і R&S ADD253 можуть функціонувати в активному і пасивному режимі завдяки відключаємому підсилювачу, керованому з меню приладу. Таким чином,

користувач може вибирати оптимальний режим роботи: найкращої чутливості або високої стійкості до потужних сигналів.

Пеленгаторні антенні системи розроблені таким чином, що вбудована і додаткова системи захисту від блискавки не впливають на похибку визначення пеленга, завдяки чому фізичні характеристики антен відмінно сходяться з розрахунковими.

Розроблені Rohde & Schwarz технології у виробництві пеленгаторних антен дозволяють отримувати надійні результати пеленгування навіть в складних електромагнітних умовах. А завдяки високій ремонтпридатності і принципам взаємозамінності ремонт і заміна антени і її елементів проводиться мінімальними зусиллями без необхідності настройки і перекалібрування системи.

Антенa R&S®ADD170. Антенa R&S®ADD170 (рис. 1.3) призначена для мобільного застосування, найкращим чином адаптована для роботи в мережах стільникового зв'язку. Має восьмиелементну структуру для найбільш оптимального вибору апертури антени під робочу частоту. Основні параметри антени наведені в табл. 1.1.

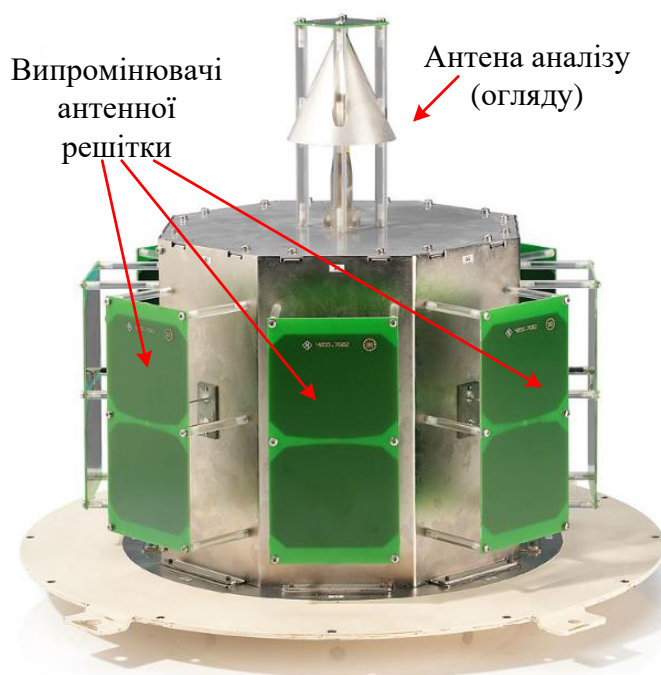


Рисунок 1.3 - Пеленгаторна антенa R&S®ADD170

Таблиця 1.1 Основні параметри антени R&S®ADD170

Параметр	Значення
Діапазон робочих частот:	від 800 МГц до 2 ГГц
Метод пеленгування:	кореляційний інтерферометр
Поляризація:	вертикальна
Похибка визначення пеленга:	не більше 2,0°
Габарити (діаметр × висота):	450 × 395 мм
Вага:	11 кг

Антенa R&S®ADD070. Антенa R & S®ADD070 (рис. 1.4) призначена для стаціонарного застосування. Конструкція антени дозволяє установку додаткової пеленгаторних антени на одній антенній щоглі. Основні параметри антени наведені в табл. 1.2.



Рисунок 1.4 - Пеленгаторна антенa R&S®ADD070

Таблиця 1.2 Основні параметри антени R&S®ADD070

Параметр	Значення
Діапазон робочих частот:	від 1.3 до 3 ГГц
Метод пеленгування:	кореляційний інтерферометр
Поляризація:	вертикальна
Похибка визначення пеленга:	не більше 2,0°
Габарити (діаметр × висота):	340 × 500 мм
Вага:	11 кг

Антенa RS®ADD070M. Антенa R&S®ADD070M (рис. 1.5) призначена для мобільного застосування. Вона має компактний розмір. Установка антени передбачає розміщення її на даху автомобіля. В табл. 1.3. наведені основні параметри антени.

Таблиця 1.3 Основні параметри антени R&S®ADD070M

Параметр	Значення
Діапазон робочих частот:	від 1.3 до 3 ГГц
Метод пеленгування:	кореляційний інтерферометр
Поляризація:	вертикальна
Похибка визначення пеленга:	не більше 2,0°
Габарити (діаметр × висота):	340 × 500 мм
Вага:	11 кг



Рисунок 1.5 - Пеленгаторна антена R&S®ADD070M

Антенa R&S®ADD253. Антенa R&S®ADD253 призначена як для мобільного, так і для стаціонарного застосування. Має активний і пасивний режим роботи. При установці на антенну щоглу обладнується додатковим захистом від блискавки. Являє собою комбінацію двох концентричних наборів антенних елементів. Основні параметри антени наведені в табл. 1.4.

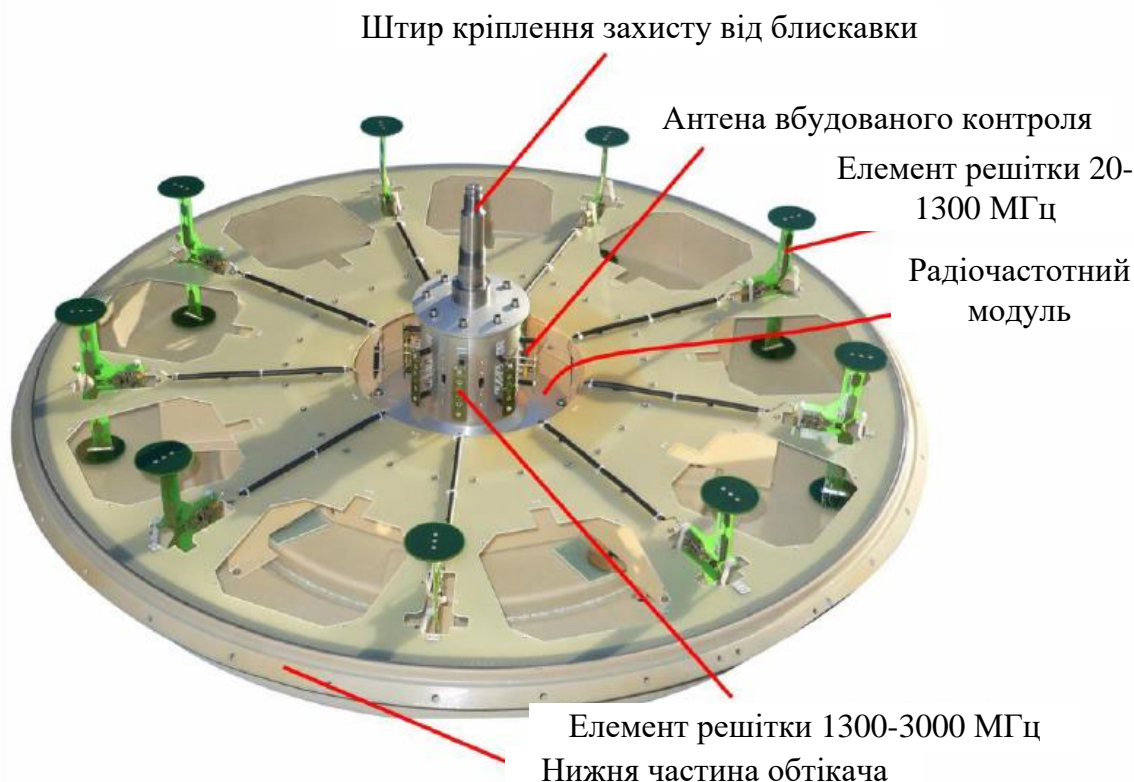


Рисунок 1.6 - Пеленгаторна антена R&S®ADD253

Таблиця 1.4 Основні параметри антени R&S®ADD253

Параметр	Значення
Діапазон робочих частот:	від 20 МГц до 3 ГГц
Метод пеленгування:	кореляційний інтерферометр
Поляризація:	вертикальна
Похибка визначення пеленга:	не більше 2,0°
Габарити (діаметр × висота):	1100 × 450 мм
Вага:	36 кг

Антенна решітка піддіапазону (0.02-1.3) ГГц реалізована на 9 активних диполях розташованих по кільцю діаметром 1 м. Решітка піддіапазону (1.3-3) ГГц реалізована на 8 слабоспрямованих елементах - диполь перед циліндричним екраном діаметром приблизно 0.2 м. Крім наведених високих показників фірма Rohde&Schwarz вказує, що використання системи ADD253 разом з кореляційно-інтерферометричними методами дозволяє отримати

надійні результати пеленгування навіть в умовах складного електромагнітного оточення при 50% перевідбиттів сигналів. Це підтверджується експериментами по пеленгації в двопробному середовищі при рівні прямого сигналу в два рази більше відбитого. Як зазначено, цей результат пояснюється більшою (порівняно з часто використовуваними п'ятиелементними інтерферометрами) апертурою антенної системи [2].

Антенa R&S®ADD078SR. Антенa R&S®ADD078SR (рис. 1.7) призначена як для мобільного, так і для стаціонарного застосування. Має активний і пасивний режим роботи. При установці на антенну щоглу обладнується додатковою захистом від блискавки. Являє собою комбінацію двох концентричних наборів антенних елементів. Основні параметри антени наведені в табл. 1.5.



Рисунок 1.7 - Пеленгаторна антенa R&S®ADD078SR

Таблиця 1.5 Основні параметри антени R&S®ADD253

Параметр	Значення
Діапазон робочих частот:	від 1.3 до 6 ГГц
Метод пеленгування:	кореляційний інтерферометр
Поляризація:	вертикальна
Похибка визначення пеленга:	не більше 2,0°
Габарити (діаметр × висота):	340 × 406 мм
Вага:	13.5 кг

Антенна R&S®ADD216. Антена R & S®ADD216 (рис. 1.8) містить три окремі вертикально розташовані антени в одному антенному обтікачі:

- 8-елементна кругова антенна решітка (HF/VHF/UHF)
- дві вбудовані контрольні антени (LF/HF/VHF і VHF/UHF)

Єдиний обткач легко встановлюється на будь-якій морській платформі завдяки своїм компактним розмірам діаметром 55 см і висотою 85 см. Доступні додаткові можливості перехоплення ELINT/R-ESM і DF, спеціально розроблені для інтегрованої антени ADD216.

У поєднанні зі скануючим індикатором напрямку DDF0xA, антена ADD 216 покриває весь діапазон LF/HF/VHF/UHF від 50 кГц до 3 ГГц при виявленні (діапазон частот виявлення DDF0xA: від 50 кГц до 3,6 ГГц) і від 300 кГц до 3 ГГц при пеленгації джерел. Разом вони забезпечують системну точність не менше 2° завдяки оригінальному використанню двох методів визначення напрямку: методу Уотсона-Ватта в діапазонах LF/HF/VHF і методу кореляційного інтерферометра в діапазоні VHF/UHF.

Завдяки чудовим характеристикам антеноюї решітки навігаційні системи Rohde&Schwarz COMINT/C-ESM мають високу стійкість до перешкод, викликаним багатопроменевим прийомом і відбиттями.

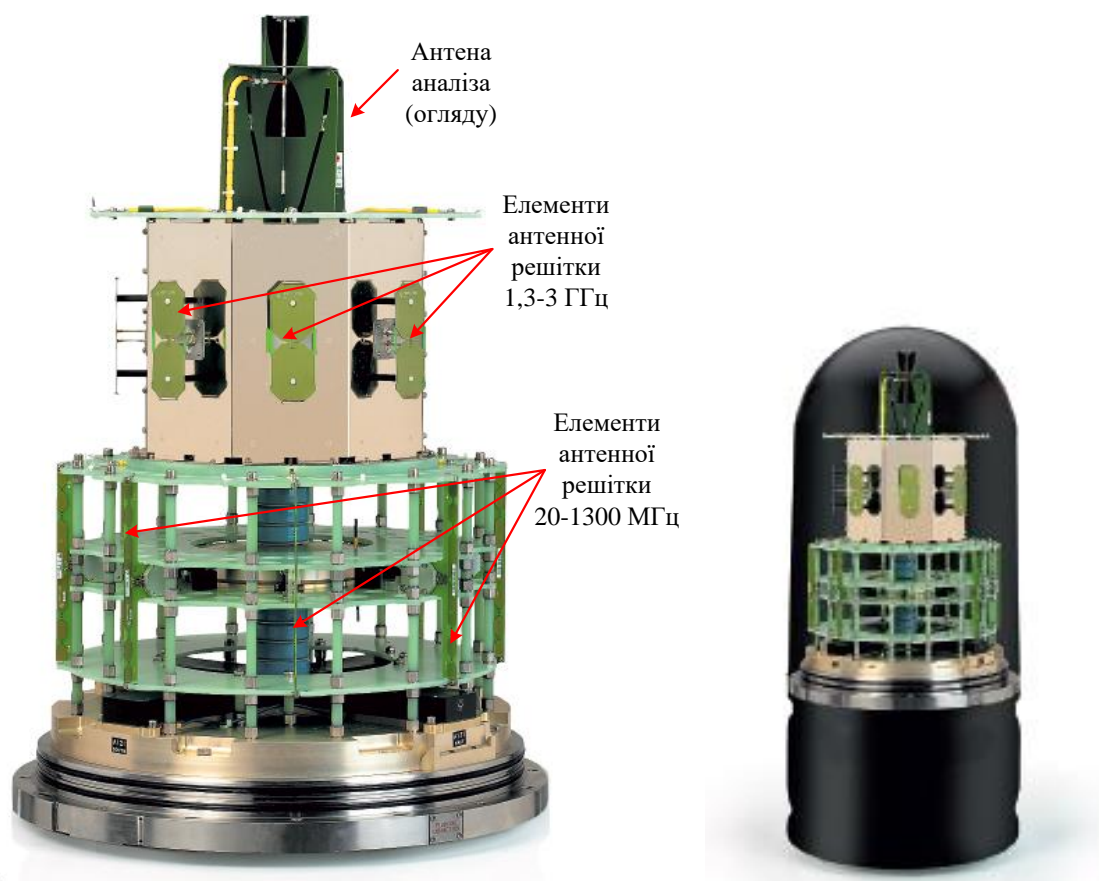


Рисунок 1.8 – Антенна система ADD216

Основна відмінність даної антени від антенної системи ADD253 полягає в тому, що антенні решітки різних піддіапазонів не суміщені по висоті, а розташовуються одна над одною, а над ними розташована антена аналізу (огляду).

1.3 Висновки по розділу

1. Антенні решітки сучасних радіопеленгаторів являють собою складні інтегровані системи, до складу яких, крім випромінювачів, входять пристрої підсилення сигналів, пристрої узгодження, елементи захисту від потужних зовнішніх перешкод та блискавок.

2. До теперішнього часу розроблено ціла низка різних типів приймальних антенних систем, разом з тим, залишається низка актуальних завдань, пов'язаних з:

- розробкою методів проектування малогабаритних радіопеленгаторних антенних систем, що функціонують в КХ, УКХ, НВЧ і КВЧ діапазонах хвиль;

- розробкою широкосмугових антенних решіток і їх елементів, на габаритні розміри яких накладаються жорсткі обмеження, які мають максимально можливу діючу довжину, як в робочій смузі, так і за нижньою її межею;

- оптимізацією геометрії випромінювачів антенних елементів для задовільного узгодження їх з фідерної лінією.

Вирішенню останніх з них (для діапазону 1200...3000 ГГц) присвячені наступні розділи атестаційної роботи.

2 ВИБІР МЕТОДУ І ЗАСОБІВ МОДЕЛЮВАННЯ

У цьому розділі коротко розглянуті два основних чисельних методу, які призначені для вирішення складних тривимірних (3D) завдань випромінювання і розсіювання електромагнітних хвиль. До них відносяться: методи в часовій області, включаючи методи скінчених різниць і скінчено-елементний в часовій області і метод скінчених елементів в частотній області. Спочатку обговорюються сучасні методи в часовій області, після чого йде опис методу скінчених елементів в частотній області (Finite Element Method, FEM).

2.1 Методи в часовій області (FDTD та FETD)

Моделювання антен в часовій області є привабливою альтернативою моделювання в частотній області, оскільки при цьому можна отримувати дані в широкій смузі за допомогою одного виконання програми. Тому дані методи особливо підходять для дослідження широкосмугових антен. також Доцільніше проводити в часовій області моделювання антенних структур, що включають нелінійні компоненти і/або компоненти, що змінюються в часі.

У загальному випадку дискретизація в часовій області для рівнянь Максвелла може включати в себе або явні, або неявні корекції розв'язку «в часі» (так звана «покрокова зміна часу»). Явні корекції розв'язку відносяться до дискретизації в часовій області. При цьому поля, які повинні бути визначені на даному часовому кроці, залежать тільки від (відомих) значень полів на попередніх часових кроках. При неявних корекціях розв'язку поточні значення полів залежать не тільки від попередніх значень поля, але також і одно від одного. В результаті неявні корекції розв'язку потребують вирішення лінійної системи (зазвичай розрідженої) на кожному часовому кроці, тоді як при явній корекції цього може і не бути (останні методи

отримали назву «без матриці»). Це безсумнівна перевага методів з явними корекціями розв'язку.

Найбільш відомим явним методом в часовій області є традиційна схема FDTD Йе [4]. Однак явні корекції розв'язку підкоряються так званій границі Куранта, яка встановлює обмеження на максимальний розмір збільшення кроку в часі з міркувань обчислювальної стійкості [6]. Навпаки, деякі неявні корекції розв'язку не підпадають під обмеження Куранта, і розмір збільшення кроку в часі в цьому випадку може бути обраний тільки з міркувань точності, що може привести до збільшення часу обчислення, який значно перевищує той, що встановлений границею Куранта [6].

У своєму основному виді, введеному Йе і вперше розробленому Тафлове [3], метод FDTD концептуально дуже простий і заснований на апроксимації похідних за часом і простором в роторних рівняннях Максвелла за допомогою центральних різниць в шаховому порядку, що призводить до схеми різниць другого порядку. Він точний як в просторі, так і в часі [3]. Сітка в FDTD зазвичай являє собою структуровану прямокутну сітку. Оскільки FDTD не містить матриці, його вимоги до обсягу пам'яті лінійно пропорційні кількості невідомих. Так як FDTD допускає розпаралелювання, можна припустити, що FDTD цілком підходить для обчислень на основі суперкомп'ютерів. Існують версії FDTD вищого порядку, які допускають варіювання між точністю моделювання і розрідженістю розв'язуваної системи лінійних алгебраїчних рівнянь. Слід зазначити, що використання прямокутної сітки FDTD може привести до помилок при апроксимації поверхні антен складної форми. Це ілюструється прикладом, наведеним на рис. 2.1.

На даному рисунку показана FDTD-апроксимація тільки області живлення при моделюванні TEM-рупора. Видно, що для більш точної апроксимації необхідно істотно зменшувати розміри чарунки Йе, тобто значно збільшувати число невідомих. Це, як правило веде до збільшення часу моделювання.

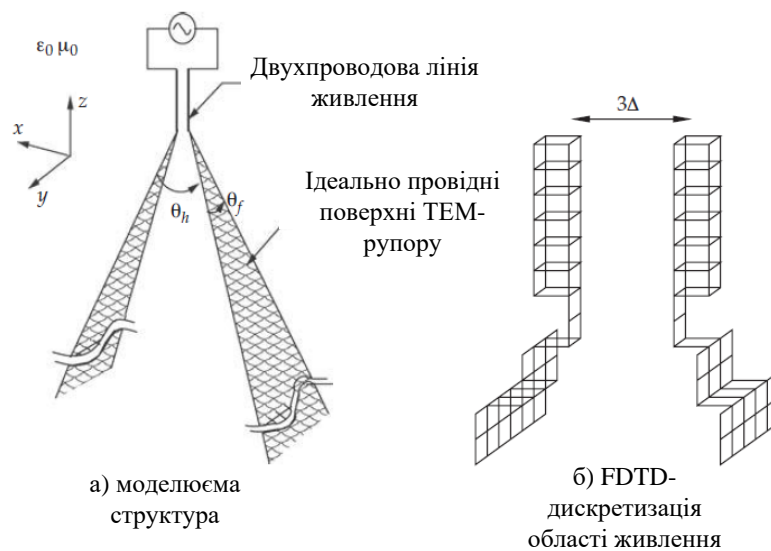


Рисунок 2.1 – Приклад дискретизації області живлення TEM-рупора

На рис. 2.2 показаний один з варіантів апроксимації чарунками FDTD поверхні рупорної антени з діелектричним заповненням та частини лінії живлення.

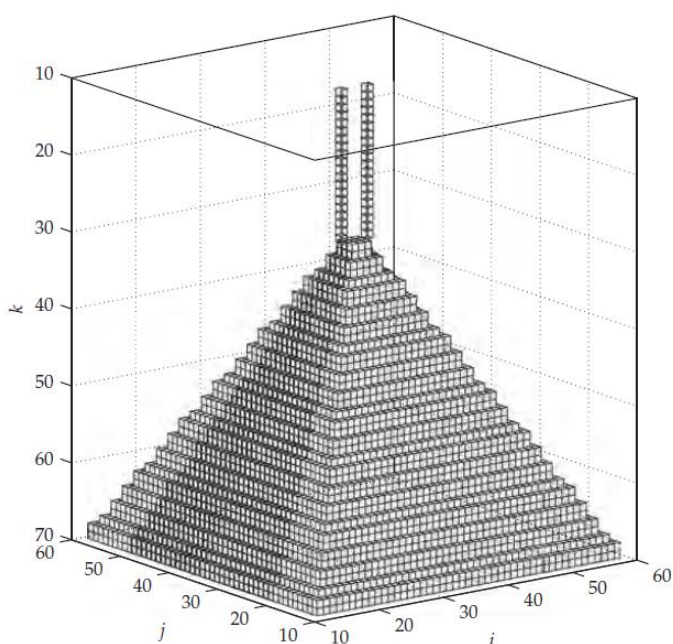


Рисунок 2.2 – Дискретизація поверхні TEM-рупора та його діелектричного заповнення

Для даного варіанту дискретизації значення вхідного опору, отримані в результаті моделювання, відрізнялися від експериментальних не більше ніж на 15% в діапазоні частот 500...2000 МГц [8].

Модифікації для неструктурованих нерегулярних сіток (метод FETD) цілком підходять і для чисельного моделювання антен складної геометрії. Однак методи FETD для нерегулярних сіток призводять до неявних схем, які вимагають розв'язку розрідженої лінійної системи на кожному часовому кроці.

Для рівнянь Максвелла можна отримати явні схеми («без матриці»), використовуючи, наприклад, масове (матричне) зосередження, але не без недоліків (зокрема, вони схильні до чисельної нестабільності). Існує два основні підходи до побудови алгоритмів FETD для рівнянь Максвелла. Перший підхід заснований на дискретизації векторного хвильового рівняння Гельмгольца другого порядку (для електричного або магнітного поля) шляхом подання невідомого поля в термінах локальних базисних функцій з подальшим шляхом застосування методу зважених нев'язок через скалярний добуток з тестовими функціями [5]. Для того щоб отримати симетричні матриці (за умови взаємної середовища), набір вагових функцій вибирається ідентичним набору базисних функцій (метод Гальоркіна). Другий підхід FETD засновано на дискретизації роторних рівнянь Максвелла першого порядку за рахунок подання електричного і магнітного полів в термінах «змішаних» елементів [7]. Такий вибір дозволяє уникнути появи помилкових рішень. Після цього слід або застосувати метод зважених нев'язок з відповідними (також змішаними) ваговими функціями, або використати матриці інцидентності і побудувати дискретні оператори Ходжа [7].

2.2 Методи в частотній області (метод скінчених елементів)

При використанні методу скінчених елементів визначаються рішення стаціонарних рівнянь Максвелла, що залежать від часу наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) &= \operatorname{Re}(\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega)e^{j\omega t}) \\ \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) &= \operatorname{Re}(\mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega)e^{j\omega t}) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

де $\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega)$, $\mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega)$ - комплексні амплітуди напруженностей електричного та магнітного полів з частотою ω в точці \mathbf{r} ; t - час.

В електродинаміці при вивченні стаціонарних рішень рівнянь Максвелла часто замість терміна «комплексна амплітуда поля» вживають термін «поле», маючи на увазі при цьому саме його комплексну амплітуду. Таке спрощення виправдано, оскільки комплексна амплітуда дозволяє однозначно визначити миттєве значення поля в будь-який момент часу t .

Задача електродинамічного моделювання - це знаходження розподілу електромагнітного поля в заданій області D . Для цього потрібно визначити такі функції $\mathbf{H} = \mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega)$ та $\mathbf{E} = \mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega)$, які для всіх $\mathbf{r} \in D$ задовольняють системі рівнянь Максвелла [5]:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= j\omega \varepsilon \mathbf{E} \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -j\omega \mu \mathbf{H} \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

і відповідним граничним умовам електродинаміки.

В (2.2) μ і ε - комплексні величини, що враховують густину струму \mathbf{J} , яка визначається згідно закону Ома [9]:

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}. \quad (2.3)$$

Відомо, що система рівнянь (2.2) може бути перетворена до виду

$$\operatorname{rot} \left(\frac{1}{\varepsilon} \operatorname{rot} \mathbf{H} \right) = \omega^2 \mu \mathbf{H}, \quad (2.4)$$

$$\operatorname{rot} \left(\frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{E} \right) = \omega^2 \varepsilon \mathbf{E} \quad (2.5)$$

за рахунок виключення напруженності електричного або магнітного поля [9].

Рівняння (2.4), (2.5) можуть бути застосовані і в випадку неоднорідного середовища, коли ε і/або μ є функціями координат. Таким чином, в залежності від умов завдання можна вирішувати рівняння або відносно магнітного, або відносно електричного полів.

Ефективним методом розв'язання рівнянь (2.4), (2.5) є метод скінченних елементів [9, 10]. Цей метод відноситься до варіаційних методів математичної фізики.

Першим етапом в будь-якому варіаційному методі є вибір типу стаціонарного функціоналу, екстремум якого досягається на функціях, що є розв'язками потрібних рівнянь. У нашому випадку це або рівняння Максвелла, або рівняння відносно електродинамічних потенціалів. Тому і побудова стаціонарних функціоналів можлива, як відносно полів, так і відносно потенціалів. Однак, при дослідженнях високочастотних полів, доцільно використовувати функціонали безпосередньо відносно полів, а не відносно потенціалів [10]. Одним з найважливіших кроків, що зумовили інтенсивний розвиток методу скінченних елементів, з'явилося формулювання граничних умов поглинання, внаслідок чого з'явилася можливість зведення електродинамічних задач для вільного простору до задач для замкнутого об'єму. Тому в подальшому зупинимося тільки на задачі визначення розподілу електромагнітного поля в замкнутому об'ємі, так як задачу для необмеженого простору завдяки умовам поглинання можна звести до задачі для обмеженої області.

2.2.1 Стаціонарні функціонали для полів

Як показано в [10] функціонали, які можна виразити через густину електричної $\varepsilon|\mathbf{E}|^2/2$ або магнітної $\mu|\mathbf{H}|^2/2$ енергій, відповідно. Так для рівняння (2.4) стверджується, що функціонал виду

$$F(\tilde{\mathbf{H}}) = \frac{1}{2} \iiint_D \left[\frac{1}{\omega^2 \varepsilon} (\operatorname{rot} \tilde{\mathbf{H}})^2 - \mu \tilde{\mathbf{H}}^2 \right] dD, \quad (2.6)$$

досягає екстремуму при $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$, якщо функція \mathbf{H} задовольняє певним граничним умовам [10]. При цьому \mathbf{H} - точне рішення рівняння (2.4), а $\tilde{\mathbf{H}}$ - так звана пробна функція.

У функціоналі (2.6) вираз $\frac{1}{\omega^2 \varepsilon} (\operatorname{rot} \tilde{\mathbf{H}})^2$ дорівнює $-\varepsilon \tilde{\mathbf{E}}^2$, де $\tilde{\mathbf{E}}$ - електричне поле, виражене через пробну функцію за допомогою рівнянь Максвелла. Тому, аналогічно (2.6) можна побудувати функціонал

$$F(\tilde{\mathbf{E}}) = -\frac{1}{2} \iiint_D \left[\frac{1}{\omega^2 \mu} (\operatorname{rot} \tilde{\mathbf{E}})^2 - \varepsilon \tilde{\mathbf{E}}^2 \right] dD, \quad (2.7)$$

який також буде стаціонарним [10]. Відмінність функціоналу (2.7) від (2.6) полягає в тому, що він сформульований відносно електричного поля. Для розв'язуваної задачі використання рівнянь для полів \mathbf{E} або \mathbf{H} не призводить до істотної відмінності в практичних розрахунках [10].

Таким чином, задача про знаходження в сталому режимі гармонійно змінних в часі з частотою ω електромагнітних полів в області D , що містить об'єкти довільної форми, з ідеально провідних матеріалів, або лінійних, ізотропних діелектриків і магнітних матеріалів з втратами, може бути зведена до знаходження таких функцій $\tilde{\mathbf{H}}$ або $\tilde{\mathbf{E}}$, які забезпечують екстремум функціоналу (2.6) або (2.7), відповідно.

Після того, як методом скінченних елементів визначено вектор напруженості одного з полів, наприклад \mathbf{H} , вектор \mathbf{E} можна обчислити використовуючи рівняння Максвелла $\operatorname{rot} \mathbf{H} = j\omega \varepsilon \mathbf{E}$.

При вирішенні тривимірних задач електродинаміки в методі кінцевих елементів весь модельований обсяг розбивається на елементарні області, які, найчастіше, вибираються в формі тетраедра. Для кожного з тетрадральних елементів складається матричне рівняння відносно значень полів в його

вершинах. Потім формується матрична система рівнянь, яка описує всю множину тетрадральних елементів області моделювання.

Таким чином, основні властивості і особливості методу скінченних елементів дозволяють зробити висновок, що на основі даного методу можлива розробка і програмна реалізація алгоритмів, призначених для вирішення складних електродинамічних задач.

Цей метод було взято за основу фірмою ANSYS при розробленні пакету електродинамічного моделювання High Frequency System Simulator (HFSS). Такі системи як HFSS з точки зору розв'язання тривимірних задач електродинаміки мають максимальну універсальність і дають високу гарантію того, що одержані в результаті моделювання характеристики електродинамічних пристроїв, будуть максимально відповідати експериментальним.

Розглянемо основні можливості даного пакета.

2.2.2 Характеристики пакету HFSS

HFSS – це пакет для тривимірного моделювання електромагнітних полів, що збуджуються у ВЧ/НВЧ пристроях. Він дозволяє:

- виконувати розрахунок електричних і магнітних полів;
- знаходити розподіл струмів;
- обчислювати S-параметри пристрою;
- моделювати характеристики випромінювання [10].

Використання HFSS дозволяє вирішувати завдання розрахунку радіочастотних та мікрохвильових пристроїв, досліджувати електромагнітну сумісність, наприклад, при розробці високочастотних компонентів, що застосовуються в приймальних і передавальних частинах комунікаційних систем, радіолокаційних системах, супутниках і стільникових телефонах.

Крім того, HFSS використовується для розрахунку електромагнітної взаємодії між зв'язаними елементами, лініями електропередачі, перехідними

отворами друкованих плат, для розрахунку високошвидкісних компонентів комп'ютерних серверів, пристроїв зберігання даних, телекомунікаційних систем.

Для вирішення рівнянь електродинаміки HFSS використовується метод скінченних елементів. Рішення для електромагнітного поля, отримані за допомогою HFSS, дозволяють з високою точністю визначити всі характеристики мікрохвильових пристроїв з урахуванням виникнення і перетворення одних типів хвиль в інші, втрат в матеріалах і на випромінювання і т.д.. HFSS надає можливість моделювання антен, подільників потужності, схем комутації, хвилевідних елементів, фільтрів НВЧ і тривимірних неоднорідностей, опис яких зводиться до побудови тривимірної геометричної моделі, завдання властивостей матеріалу, ідентифікації портів і необхідних характеристик. В результаті розрахунку знаходяться поля всередині і поза структурами, а також багатомодові S-параметри.

Процес виконання розрахунку максимально автоматизований, користувачеві необхідно задати геометричні параметри, властивості матеріалів і визначити тип характеристик, які потрібно одержати в результаті. HFSS автоматично будує сіткову модель, яка відповідає конкретній задачі. Проектування із застосуванням HFSS забезпечує високу точність розрахунків; отримані при моделюванні характеристики досить точно збігаються з експериментальними характеристиками. Однак для отримання достовірних результатів потрібно правильно вибрати параметри моделювання.

Це відноситься до побудови коректної геометричної моделі, точного завдання властивостей матеріалів аналізованої структури, до вибору машинних ресурсів, можливості яких визначають, наскільки густо можна розбити область моделювання на тетраедральні елементи, а також те, за який час можна вирішити задачу, використовуючи метод адаптивного ущільнення сітки. Важливе значення для успішного виконання розрахунків має і те,

наскільки обґрунтовано і правильно вибрано кількість аналізованих мод в складних елементах пристрою.

Потужним засобом підвищення ефективності виконання рішення є адаптивний метод ущільнення сітки, який полягає в наступному: початкові тетраедральні елементи створюються на основі структури. Це початкове розбиття надає грубу інформацію про поле, виділяючи області з його високою напруженістю або з великими градієнтами. Розбиття на елементи потім ущільнюється тільки там, де поле має різку зміну, знижуючи, тим самим, обчислювальні витрати при підвищенні точності. При необхідності користувач може вести адаптацію вручну, використовуючи інтерфейс програми. Користувач, наприклад, може задати ущільнення, засноване на довжині або глибині скін-шару при розрахунках густини струму для матеріалів з великою провідністю.

HFSS має велику базу матеріалів із заданою діелектричної проникністю, магнітною проникністю, з електричними і магнітними тангенса кута втрат для всіх матеріалів. Користувачі можуть використовувати однорідні, неоднорідні, анізотропні, які проводять, резистивні та напівпровідникові матеріали при моделюванні. Програма включає можливість моделювання феритів з однорідним статичним підмагніченням для моделювання невзаємних пристроїв.

До числа основних етапів роботи з пакетом HFSS відносяться:

1. Опис даної структури, в тому числі [10]:
 - 1.1) створення тривимірної графічної моделі структури (креслення);
 - 1.2) завдання параметрів матеріалів.
2. Рішення електродинамічного завдання, яке включає:
 - 2.1) завдання граничних умов в структурі;
 - 2.2) визначення та калібрування портів;
 - 2.3) завдання параметрів рішення.
3. Візуалізація результатів рішення, яка включає:
 - 3.1) завдання формату вихідних даних;

3.2) анімація розподілу поля і т.д.

Розраховані S-параметри можуть використовуватися далі в програмах аналізу лінійних і нелінійних схем, зокрема, в програмі Microwave Office, Serenade Ansoft або ADS.

Програмне середовище HFSS дозволяє аналізувати виключно лінійні структури. Тому для моделювання нелінійних вузлів (підсилювачів, генераторів, детекторів і т.п.) доводиться їх розділяти на лінійну частину, яка моделюється в за допомогою HFSS, і нелінійну, яка моделюється іншими програмами за допомогою апарату еквівалентних схем. Відзначимо, що подібний розподіл завдань в цілому знижує точність опису всього пристрою.

У кожному з цих складних випадків потрібно мати на увазі, що можливо тільки послідовне наближення до правильного рішення, яке вимагає багаторазових ітерацій і руху від простого до складного.

Вбудований блок креслення просторових моделей сумісний з пакетом AUTOCAD, використовує операції:

- багаторазове об'єднання 3D об'єктів, віднімання і перетинання їх;
- динамічне обертання об'єктів;
- виділення / приховування об'єктів;
- зсуву 2D і 3D об'єктів в просторі;
- параметризація об'єктів для оптимізації форми по заданому критерію;
- необмежені undo/redo і інші операції.

HFSS також включає в себе велику бібліотеку стандартних структур, яка прискорює процес креслення складних об'єктів. До їх числа відносяться: мікροстрічкові T-розгалуження, мікροстрічкова і стрічкова лінії, пов'язані з широкою і вузькою стінками, зрізані і незрізаною повороти мікροстрічкових ліній, радіальні і несиметричні вигини ліній, коаксіальні лінії із заданим хвильовим опором Z_0 , кругла і квадратна 3D спіраль, плоскі антени, спіральні конфігурації і ін.

HFSS обчислює основні характеристики антен, в тому числі коефіцієнт посилення, діаграми спрямованості (ДС), в дальній зоні, тривимірні ДС в

дальній зоні, ширину пелюстки ДС на рівні 3 дБ і так далі. Розраховуються поляризаційні характеристики, включаючи компоненти поля в сферичній системі координат і вектори поляризації поля.

Новий метод швидкої частотної розгортки Adaptive Lanczos Pade Sweep (ALPS) використовується в HFSS для ефективного широкосмугового моделювання. ALPS може зменшити час моделювання на порядок, обчислюючи полюса і нулі передавальної функції. ALPS враховує дисперсію портів, для визначення частотної залежності в смузі пропускання і на схилі частотної характеристики поза робочого діапазону.

Постпроцесор HFSS - це спеціальна програма, яка: забезпечує анімацію для кожного поля і його візуалізацію у вигляді векторів, контурів або затінених контурів; обробляє статичні і анімовані креслення на будь-якій поверхні, включаючи поверхні перетину об'єктів, тривимірних поверхонь об'єктів, і на тривимірних просторових поверхнях; виконує анімацію векторів поля, скалярного поля або будь-якої заданої величини, використовуючи післяпроцесорну обробку даних розрахунку.

Анімація динамічної поверхні дозволяє бачити конструкцію покроково через цикли зсуву одного кадру за іншим. Візуалізація тривимірної діаграми спрямованості з використанням м'яких переходів кольору дозволяє переглянути обертання поля з високою точністю. Користувачі можуть обертати структуру в реальному часі з миттєвими модифікаціями графіків.

Постпроцесор також виконує обробку даних, після розрахунку поля. З його допомогою можна обчислити такі характеристики як потужність розсіювання, запасену енергію, добротність, S-параметри і пов'язані з ними характеристики. Також можуть бути розраховані абсолютні значення полів. У кожній точці простору можна вивести модуль і фазу векторів \mathbf{E} і \mathbf{H} електромагнітного поля. Унікальні можливості полягають в тому, що поле можна аналізувати в різних перетинах, а також анімувати розподіл полів, змінюючи фазу збуджуючого генератора.

HFSS може виконувати параметричний аналіз і оптимізацію структури, змінюючи форму і розміри елементів, входять до неї.

2.2.3 Особливості реалізації методу скінченних елементів в пакеті HFSS

Розбиття простору на елементарні осередки. Розбиття об'єкта на елементарні осередки - тетраедри є самостійним досить складним завданням. Вона вирішується спеціальною програмою Mesher. Ця програма в разі тривимірного моделювання працює наступним чином. На першому етапі Mesher використовує для побудови тетраедрів вершини об'єктів даної структури, які відіграють роль вершин тетраедрів. Таким чином, створюється початкова розбивка, для якої шукається грубий розподіл поля. Аналіз цього поля дозволяє встановити наявність областей, в яких поле має найбільшу швидкість зміни. Після виявлення таких областей програма здійснює повторну розбивку, яка вже містить елементи меншого розміру в критичних областях. При цьому в якості вершини нових тетраедрів використовуються вузли координатної сітки. Далі електродинамічні завдання вирішується повторно для нової розбивки. Процедура повторюється до повної збіжності процесу. При цьому слід враховувати, що різні електродинамічні параметри мають різну швидкість збіжності.

Найбільшу обережність слід проявляти, коли при аналізі пристроїв з втратами, які містять металеві ребра, наприклад, мікροстрічкових пристроїв. Точність розрахунку втрат і пов'язаних з ними величин: загасання в лінії передачі, добротність резонатора і т.д. можуть дуже сильно змінюватися в залежності від точності апроксимації струму поблизу металевого ребра. Мова іноді йде не про відсотки і навіть не про десятки відсотків, а про рази. У той же час, для тієї ж структури точність розрахунків деяких S-параметрів може значно слабкіше залежати від розмірів тетраедральних елементів. Таким чином, користувач повинен критично ставитися до отриманого результату

комп'ютером і контролювати його точність, оцінюючи якість розбиття хоча б візуально.

Крім розв'язання тривимірних задач в програмі HFSS також вирішуються двовимірні завдання при аналізі поля в перерізі порту. Тому програма Mesher здійснює також розбивку площини на елементи трикутної форми. Процедура розбиття площини не відрізняється від описаної вище процедури для простору. Це також адаптивна процедура, яка повторюється багато разів до повної збіжності процесу.

Чим точніше вирішується двовимірне завдання в площині порту, тим більшу кількість власних типів хвиль (мод) можна врахувати в перерізі лінії передачі, приєднаної до порту. При цьому тривимірне рішення для області моделювання повинно збігатися з двовимірним рішенням в площині порту. Для повної тотожності цих рішень переріз тривимірної розбивки площиною порту повинен збігатися з двовимірної розбивкою на площині. Для забезпечення такого збігу, в програмі Mesher вершини тетраєдрів тривимірної розбивки використовуються як вершини трикутників двовимірної розбивки на площині порту.

Залежність точності рішення від розмірів осередку. Між розміром осередку, бажаним рівнем точності і наявними обчислювальними ресурсами є протиріччя. З одного боку, точність рішення залежить від того, наскільки мала величина кожного з окремих елементів (тетраєдрів). Рішення, які використовують велику кількість елементів, більш точні, ніж рішення, отримані при використанні відносно небагатьох елементів великого розміру. З іншого боку, рішення задачі при великій кількості осередків вимагає застосування швидкодіючих процесорів і великого обсягу оперативної пам'яті. Тому необхідно шукати компроміс між точністю рішення і часом та ресурсами необхідними для його реалізації.

Найбільш правильним критерієм для вибору розмірів елемента є критерій малої варіації поля в його межах. У цьому випадку лінійна функція може бути коректною апроксимацією поля. Швидкість зміни поля залежить

від робочої частоти і неоднорідності середовища. Щоб отримати елементи оптимального розміру в HFSS використано ітераційний процес, згідно якому розміри елементів автоматично зменшуються в критичних областях. На першому кроці ітераційного процесу знаходиться рішення, засноване на грубому початковому розбитті. Потім, ґрунтуючись на відповідних умовах похибки, зменшуються розміри елементів в критичних областях і знаходиться нове рішення. Ітераційний процес вважається закінченим, коли різниця між S-параметрами, розрахованими на поточному кроці і попередньому, не перевищує задану точність.

Відомо, що збіжність ітераційного процесу для S-параметрів йде швидше, ніж для самого поля. Таким чином, отримавши високу точність розрахунку елементів матриці розсіювання, ми не обов'язково отримуємо високу точність розрахунку розподілу поля. Тому, при аналізі розподілу поля, бажано задавати критерії збіжності більш жорсткі, ніж зазвичай. Крім того, в програмі HFSS розподіл магнітного поля \mathbf{H} розраховується з меншою точністю, ніж розподіл електричного поля \mathbf{E} . Це пов'язано з тим, що напруженість \mathbf{H} магнітного поля обчислюється за результатами розрахунку напруженості електричного поля \mathbf{E} за допомогою наступного співвідношення:

$$\mathbf{H} = -\frac{1}{j\omega\mu} \text{rot}\mathbf{E}. \quad (2.8)$$

Використання цього співвідношення передбачає операцію диференціювання, що зменшує на одиницю ступінь поліноміальної функції, апроксимуючої магнітне поле, у порівнянні з апроксимацією електричного поля. Наприклад, що якщо зміна електричного поля між вершинами тетрадрального елемента апроксимується лінійною функцією, то магнітне поле, розраховане за (2.8), буде апроксимовано тільки константою, тобто з істотно меншою точністю.

Визначення портів і модуль рішення двовимірних задач. Поряд з рішенням тривимірних задач HFSS реалізує рішення двовимірних

електродинамічних задач, які необхідні для опису полів у портах. Під портом розуміється деяка область на площині, що збігається з поперечним перерізом вхідної лінії передачі, утворює порт реального мікрохвильового пристрою. Відомо, що поле в перетині лінії передачі можна представити у вигляді сукупності прямих і зворотних власних хвиль з довільними коефіцієнтами:

$$\mathbf{E} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \mathbf{E}_n e^{-j\gamma_n z}, \quad (2.9)$$

$$\mathbf{H} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_n \mathbf{H}_n e^{-j\gamma_n z}, \quad (2.10)$$

де \mathbf{E}_n і \mathbf{H}_n - вектори \mathbf{E} і \mathbf{H} власної хвилі з номером n ; γ_n - комплексна постійна поширення власної хвилі; z - координата, відраховується вздовж осі лінії передачі; A_n , B_n - амплітуди власних хвиль (номера $n > 0$ відповідають хвилям, що поширюються в позитивному напрямку осі z , а $n < 0$ - в негативному, так як $\gamma_{-n} = -\gamma_n$).

Поля власних хвиль $\mathbf{E}_n, \mathbf{H}_n$ залежать тільки від двох координат, тобто поле власної хвилі є рішенням двовимірної крайової задачі. 2D вирішальний модуль програми HFSS дозволяє визначити поля власних хвиль ліній передачі, що утворюють порти. Ці поля задовольняють двовимірному хвильовому рівнянню, яке виходить з (2.4):

$$\left(\frac{1}{\mu_r(x, y)} \nabla \mathbf{E}(x, y) \right) - k_0^2 \varepsilon_r(x, y) \mathbf{E}(x, y) = 0, \quad (2.11)$$

де $\mathbf{E}(x, y)$ - комплексна амплітуда вектора напруженості електричного поля; x, y - координати, що описують положення точки в площині порту; k_0 - хвильове число вільного простору ($k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$); ω - кутова частота; $\mu_r(x, y)$ - відносна магнітна проникність; $\varepsilon_r(x, y)$ - відносна діелектрична проникність; ε_0, μ_0 - абсолютні діелектрична і магнітна проникність вакууму.

Якщо мова йде про власну хвилю лінії передачі, то її поле виражається через комплексну амплітуду розподілу $\mathbf{E}(x, y)$ напруженості електричного поля в поперечному перерізі лінії передачі:

$$\mathbf{E}(x, y, z, t) = \text{Re}(\mathbf{E}(x, y, \omega)e^{j\omega t - \gamma z}), \quad (2.12)$$

Комплексна постійна поширення власної хвилі γ в загальному випадку має дійсну та уявну частини:

$$\gamma = \beta - i\alpha, \quad (2.13)$$

де α - постійна загасання; β - постійна поширення.

Якщо втрати в лінії передачі відсутні, то у деяких хвиль $\alpha = 0, \beta \neq 0$, а у інших $\alpha \neq 0, \beta = 0$. Перші хвилі є такими, що поширюються, а другі - не поширюються (поза межні хвилі). При наявності втрат $\alpha \neq 0, \beta \neq 0$ для всіх хвиль, але для хвиль, що поширюються - $\beta \gg \alpha$, а для поза межних - $\beta \ll \alpha$.

У загальному випадку поле в площині порту описується нескінченним набором власних хвиль. Однак на практиці спостерігаємо іншу ситуацію. Зазвичай вхідні лінії одномодові, тобто вони мають одну хвилю, що поширюється (основна хвиля). Так як джерело збудження затухаючих хвиль знаходиться всередині даної структури (наприклад, всередині НВЧ багатополосника), то завжди можна віддалити площину порту на таку відстань, так щоб в його площині поле описувалося тільки полями хвиль основного типу, що поширюються по лінії передачі в прямому і зворотному напрямках:

$$\mathbf{E} = A_1 \mathbf{E}_1 e^{-i\gamma_1 z} + A_{-1} \mathbf{E}_1 e^{-i\gamma_1 z}, \quad (2.14)$$

так як $\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_{-1}$. Тут індекс 1 - відповідає основній хвилі, що поширюється.

Останнє співвідношення використовується в якості граничної умови в площині порту при розв'язанні тривимірної задачі. Іншими словами, тривимірне поле в площині порту з точністю до постійних множників збігається з полем власної хвилі лінії передачі, яка утворює цей порт. Постійні множники визначаються в ході розв'язання тривимірної задачі. Слід

зазначити, що ці множники визначають елементи матриці розсіювання НВЧ багатополосника. Якщо всі вхідні лінії передачі одномодові, то мова йдеться про одномодову матрицю розсіювання.

Існують, однак, ситуації, в яких одномодового уявлення поля в площині порту недостатньо. Прикладом такої ситуації можуть служити пов'язані мікстрічкові лінії. У них завжди є два типу хвиль, що поширюються. Тому, якщо ми маємо в площині порту такі лінії, то нам необхідно ускладнити відповідне подання поля:

$$\mathbf{E} = \sum_{n=1}^2 (A_n \mathbf{E}_n e^{-i\gamma_n z} + A_{-n} \mathbf{E}_n e^{i\gamma_n z}). \quad (2.15)$$

Аналогічним чином вираз для поля в площині порту може бути узагальнений на випадок довільного числа хвиль. Якщо число врахованих хвиль більше одної, то говорять про багатомодові порти і багатомодові матриці розсіювання.

Відзначимо, що розмірність одномодової матриці розсіювання дорівнює $N \times N$, де N - кількість портів багатополосника. У той же час розмірність багатомодової S -матриці дорівнює $M \times M$, де M - число врахованих хвиль на всіх портах ($M \geq N$). Часто поява вищих типів хвиль пов'язана з тим, що площина порту встановлена недостатньо далеко від місця збудження цих хвиль. В цьому випадку апроксимація поля тільки хвилею, що поширюється, виявляється невірною і доводиться враховувати внесок однієї або декількох поза межних хвиль.

При цьому слід зазначити, що врахування в матриці розсіювання поза межних хвиль порушує звичний запис закону збереження енергії, який має наступний вигляд:

$$\sum_{n=1}^N |S_{mn}|^2 \leq 1. \quad (2.16)$$

Строга рівність має місце для багатополосника без втрат, а нерівність характеризує втрати енергії в пристрої. При врахуванні згасаючих хвиль нерівність (2.16) може не виконуватися. Це пов'язано з тим, що реактивні

поза межні хвилі не переносять енергію уздовж лінії передачі, тому елементи матриці розсіювання пов'язані з ними не мають такого ж енергетичного сенсу як у випадку хвиль, що поширюються.

Очевидно, що розрахунок багатомодової матриці розсіювання значно більш трудомістка процедура, ніж одномодової, то її, по можливості, слід уникати.

Граничні умови. HFSS використовує такі види поверхонь, на яких встановлюються граничні умови різного виду:

- порт;
- ідеальна магнітна стінка;
- симетрична магнітна стінка;
- ідеальна електрична стінка;
- симетрична електрична стінка;
- площина екрану;
- провідник зі скінченною провідністю;
- резистивна поверхня;
- поверхня випромінювання;
- кордон відновлення.

Рішення для власних хвиль, отримані для кожного порту служать граничними умовами для тривимірного поля в структурі, які мають бути узгоджені з цими рішеннями.

Симетричні магнітні стінки подібні ідеальним, але вони відрізняються тим, як постпроцесор враховує їх. Рішення, отримане для структури з симетричною магнітною стінкою, відображується відносно цієї стінки. При цьому об'єм, в якому розраховується поле, подвоюється. При використанні магнітної стінки відображення не відбувається.

Ідеальна магнітна стінка або ідеальна Н-стінка - це поверхня, на якій виконується наступна гранична умова:

$$\mathbf{H}_\tau = 0, \quad (2.17)$$

де \mathbf{H}_τ - дотична до поверхні стінки складова вектора магнітного поля.

На поверхні ідеальної електричної стінки виконується наступна гранична умова:

$$\mathbf{E}_\tau = 0. \quad (2.18)$$

де \mathbf{E}_τ - дотична до поверхні стінки складова вектора електричного поля. Властивості ідеальної електричної стінки еквівалентні властивостям металу без втрат.

Симетрична електрична стінка - цей вид границі аналогічний ідеальній електричній стінці, але інакше сприймається постпроцесором. Так само як у випадку симетричної магнітної стінки постпроцесор відображає поле за симетричною електричною стінкою, подвоюючи об'єм, в якому існує поле.

Площина екрану має електродинамічні властивості тотожні ідеальній електричній стінці. Вона використовується для моделювання антен з односпрямованим випромінюванням, так як площина екрану має нескінченні розміри і непрозора, в тому числі і для поля в далекій зоні.

Поверхні зі скінченною провідністю використовуються для моделювання неідеальних провідників або активних навантажень типу товстоплівкових резисторів. На таких поверхнях задаються наступні граничні умови:

$$\mathbf{E}_\tau = Z_s (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}), \quad (2.19)$$

де \mathbf{E}_τ - дотична до поверхні компонента електричного поля; Z_s - поверхневий імпеданс, $Z_s = (1 + j) / (\delta \sigma)$; \mathbf{n} - одиничний вектор, нормальний до поверхні; \mathbf{H} - вектор напруженості магнітного поля; δ - товщина скін-шару провідника; ω - частота хвилі збудження; σ - провідність провідника.

Кінцева провідність провідника призводить до наявності на цій поверхні тангенціальної складової електричного поля, не рівною нулю. Кількісно втрати будуть пропорційні компоненти квадрату струму, що протікає по поверхні. Поле всередині обсягу, обмеженого поверхнею з кінцевою провідністю не обчислюється і вважається рівним нулю.

Резистивна границя використовується для моделювання поверхонь, які представляють активні навантаження типу тонких плівок на провідниках і діелектриках. На резистивних границях задаються такі умови для тангенціальної складової електричного поля:

$$\mathbf{E}_\tau = R(\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}), \quad (2.20)$$

де \mathbf{E}_τ - тангенціальна (дотична) компонента напруженості електричного поля до поверхні з нормаллю $\hat{\mathbf{n}}$; \mathbf{H} - магнітне поле; R - опір на кордоні в Омах на квадрат.

Відмінність (2.19) від (2.20) в тому, що в (2.19) обчислюється комплексний поверхневий опір реального металу, а в (2.20) користувач задає величину R .

У версіях пакету HFSS, починаючи з HFSS v.13 зроблено значний крок вперед в порівнянні з попередніми версіями програми. Насамперед слід відзначити, що для моделювання електромагнітного поля використано як метод скінчених елементів в частотній області, так і метод інтегральних рівнянь, а також передбачена можливість гібридного використання методу скінчених елементів спільно з методом інтегральних рівнянь.

Кожен метод в HFSS v.13 реалізований у вигляді програми, в якій створюється досліджувана структура, визначаються параметри матеріалів і характеристики, що розраховуються.

У HFSS v.13 додано програмний модуль HFSS-IE, який реалізує метод інтегральних рівнянь. При цьому використано двовимірні базисні функції, що описують струми на поверхнях об'єктів зі скінченою провідністю, що дозволяє описувати діелектричні і металеві об'єкти з втратами. Цей метод часто називається методом моментів (MOM). Модуль HFSS-IE розроблений для моделювання великих випромінюючих структур. З його використанням можна виконати розрахунки:

- радіолокаційного перерізу розсіювання (RCS - Radar Cross Section);
- антен, розташованих на великих об'єктах, наприклад на автомобілі;
- коефіцієнту зв'язку між віддаленими антенами;

- електромагнітної сумісності;
- багатовходових НВЧ структур і антен.

В силу особливостей формулювання граничної задачі за допомогою методу інтегральних рівнянь провадиться розрахунок поля в нескінченному просторі. Тому він не потребує поверхонь, що моделюють поглинання поля випромінювання (radiation boundary, perfectly matched layer і т.д.). Це позбавляє користувача програми від необхідності оточувати випромінюючий об'єкт замкнутим об'ємом з умовами випромінювання на його поверхні. Також реалізована можливість розрахунку антен, розташованих над поверхнею землі зі скінченою провідністю.

Враховуючи наведені вище міркування в якості інструменту для моделювання було вибрано пакет HFSS v.14.

3 ПРОЕКТУВАННЯ ВИПРОМІНЮВАЧА АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

Метою даного розділу є розробка і проектування випромінювача антенної решітки, яка дозволяє виявляти і пеленгувати пристрої радіовипромінювання в діапазоні 1300...3000 МГц.

Для досягнення бажаних результатів, потрібно визначити структурну схему пристрою, розробити геометрію випромінювача, спроектувати та промоделювати антенний підсилювач, який забезпечує необхідні параметри узгодження з лінією передачі, хвильовий опір якої - 50 Ом.

3.1 Структурна схема антенного елемента та вибір її складових

3.1.1 Структурна схема

Структурна схема показує основні функціональні частини пристрою, їх призначення і взаємозв'язок між ними. Тому, спочатку, потрібно визначитися зі складом пристрою.

Антенний елемент повинен дозволяти приймати сигнал, що наводиться на випромінювач, підсилити його, а потім подати на відповідний вхід багатоканального приймача радіопеленгатора (див. рис. 1.1). Згідно вимог до кільцевих антенних решіток радіопеленгаторів їх ДС повинна бути симетричною відносно площини xOy , в якій розміщені антенні елементи (рис. 3.1). Для плоских кільцевих решіток, ця вимога означає, що антенний елемент решітки повинен також мати геометричну та електричну симетрію відносно цієї ж площини, тобто активний антенний елемент повинен складатися з симетричного випромінювача, симетруючого пристрою, узгоджуючого пристрою та малошумного підсилювача (антенного підсилювача). Структурна схема антенного елемента наведена на рис. 3.2.

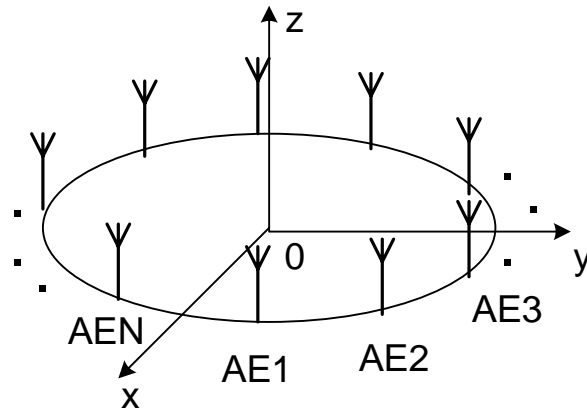


Рисунок 3.1 – Геометрія антенної решітки та вибрана система координат

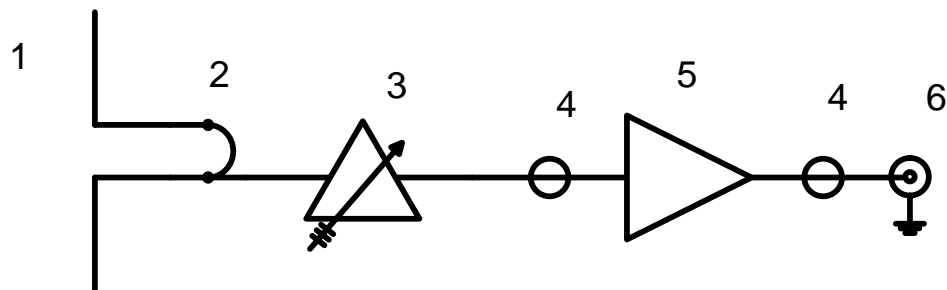


Рисунок 3.2 - Структурна схема антенного елемента: 1 – випромінювач; 2 – симетруючий пристрій; 3 – узгоджуючий пристрій; 4 – лінія передачі; 5 – підсилювач; 6 – вихідний роз'єм

3.1.2 Вибір типу складових антенного елемента

Вибір типу широкосмугового випромінювача. Як відомо [11], ключовим механізмом випромінювання є прискорення заряду. Отже, при реалізації широкосмугових випромінювачів потрібно вибрати структуру, яка сприяє прискоренню заряду в широкій смузі пропускання. Широкосмугове випромінювання засновано на кількох принципах:

- структури з бігучою хвилею;
- частотно-незалежні структури;
- самодоповнюючі структури;
- багаторезонансні структури;

- електрично малі випромінюючі структури.

Слід зазначити, що цей час існує ціла низка різноманітних типів випромінювачів структур не можуть бути так просто класифіковані, так як випромінювання багатьох випромінювачів є комбінацією двох або більше вищезазначених принципів. Тому потрібно при реалізації випромінювачів антенних елементів для широкосмугових пеленгаторних решіток врахувати ту обставину, що важливим параметром випромінювача є залежність положення його фазового центру від частоти. Наприклад, для таких випромінювачів, як TEM-рупор, антена Вівальді, випромінюючі структури з бігучою хвилею, положення фазового центру залежить від робочої частоти. Ця обставина значно ускладнює метод пеленгування та реалізацію алгоритмів та програм обробки даних. Тому в подальшому в якості випромінювача пеленгаторної антенної решітки було прийнято рішення використати широкосмуговий мікстрічковий випромінювач, фазовий центр якого співпадає з його центром симетрії і його положення не залежить від частоти, а широкосмугові властивості його досягаються вибором форми плечей випромінювача. Приклади найбільш поширених типів таких випромінювачів приведені на рис. 3.3.

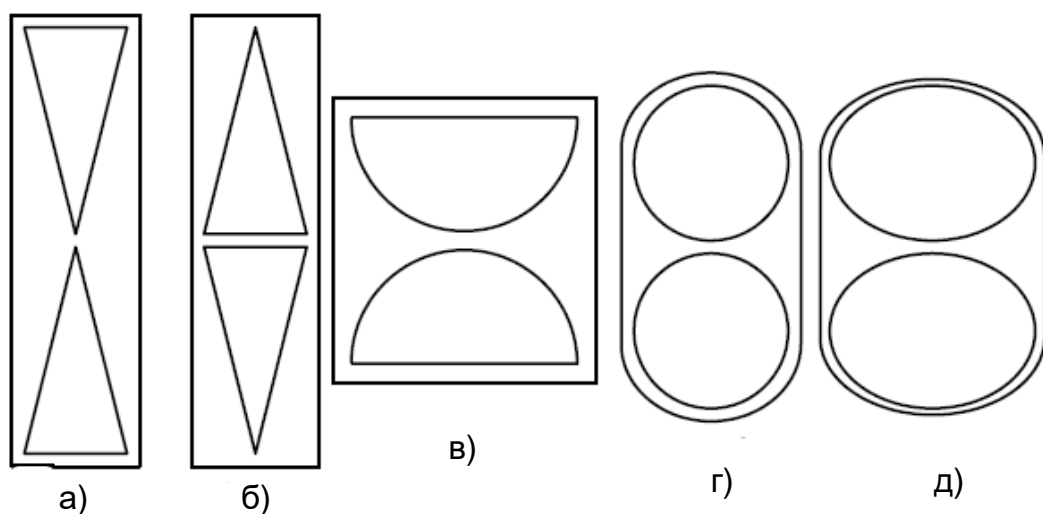


Рисунок 3.3 - Приклади широкосмугових мікстрічкових випромінювачів:

а) – «метелик»; б) – «кристал»; в) – «напівколо»; г) – «коло»; д) – «еліпс»

В подальшому з метою визначення розмірів випромінювача, який забезпечує потрібні електродинамічні характеристики, необхідно провести оптимізацію вибраної випромінювальної структури.

Вибір типу широкосмугового симетруючого пристрою. Живлення симетричного випромінювача повинно здійснюватися симетричною лінією передачі. Для переходу до несиметричної коаксіальної лінії виберемо тип широкосмугового симетруючого пристрою виходячи з наступних міркувань.

В останній час широко використовуються симетруючі пристрої на основі поєднання двох Y-подібних елементів - мікстрічкового та щільового. Приклад однієї реалізації такого пристрою показано на рис. 3.4 [12].

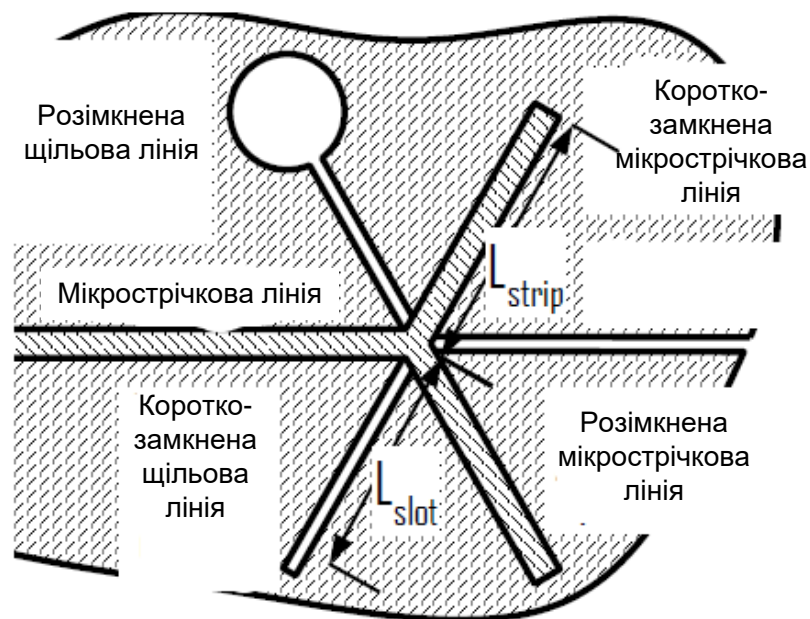


Рисунок 3.4 Реалізація широкосмугового симетруючого пристрою типу Y-Y на основі комбінації мікстрічкової та щільової ліній передачі

Цей перехід від несиметричної мікстрічкової лінії до симетричної щільової лінії функціонує в діапазоні частот з понад десятикратним перекриттям навіть більше. Мікстрічкова лінія підходить до точки з'єднання і розгалужується на два відрізки мікстрічкової лінії однакової довжини. Один відрізок мікстрічкової лінії є короткзамкнутим, а інший -

розімкнутий. Таким чином, рівні за амплітудою і протилежні по фазі відбиті хвилі повертаються до точки з'єднання і компенсують одна другу. Аналогічно, щільова лінія підходить до тієї ж точки з'єднання і розгалужується на два інших відрізки щільової лінії. Один відрізок щільової лінії розімкнутий на кінці, а інший - закінчується коротким замиканням. Тут знову рівні за амплітудою і протилежні по фазі відбиті хвилі повертаються до точки з'єднання і компенсують одна другу. Така геометрія змушує хвилі мікροстрічкової лінії передачі збуджувати хвилі в щільовій лінії і навпаки. Можлива широка різноманітність таких симетруючих пристроїв [13 - 15]. Їх значний недолік – досить значна площа пристрою.

Іншу конструкцію симетруючого пристрою з властивостями трансформування опорів Робертс запропонував ще 1957 році, і з тих пір він отримав широке застосування [16]. Симетруючий пристрій Робертса (показаний на рис. 3.5) використовує властивості паралельного з'єднання розімкненого та короткозамкненого відрізків ліній передачі для реалізації переходу від несиметричної до симетричної ліній передачі.

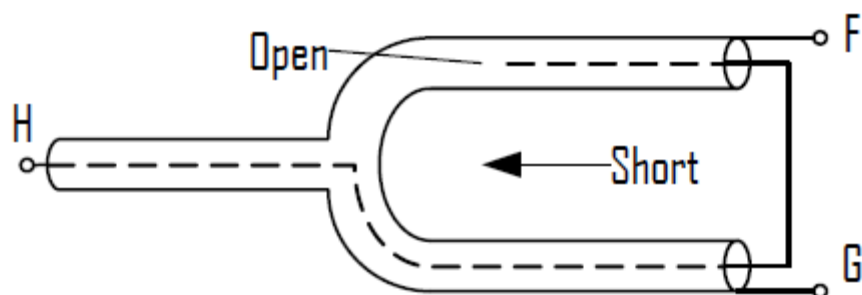


Рисунок 3.5 – Реалізація симетруючого пристрою Робертса на коаксіальній лінії передачі (несиметричне навантаження під'єднано до клемі Н, а симетричне навантаження під'єднано до клем F і G)

По-суті конструкція Робертса - це ефективно спрощений симетруючий пристрій Маршанда [17]. Цей симетруючий пристрій може працювати в діапазоні частот понад октаву і навіть може здійснювати незначну трансформацію імпедансу навантажень, наприклад, від 50-омної лінії

живлення до антени є вхідним опором 70 Ом. Симетруючий пристрій Робертса також може бути реалізований на базі мікстрічкової технології, як показано на рисунку 3.6. Подібні структури використовуються при реалізації мікстрічкових симетруючих пристроїв [18].

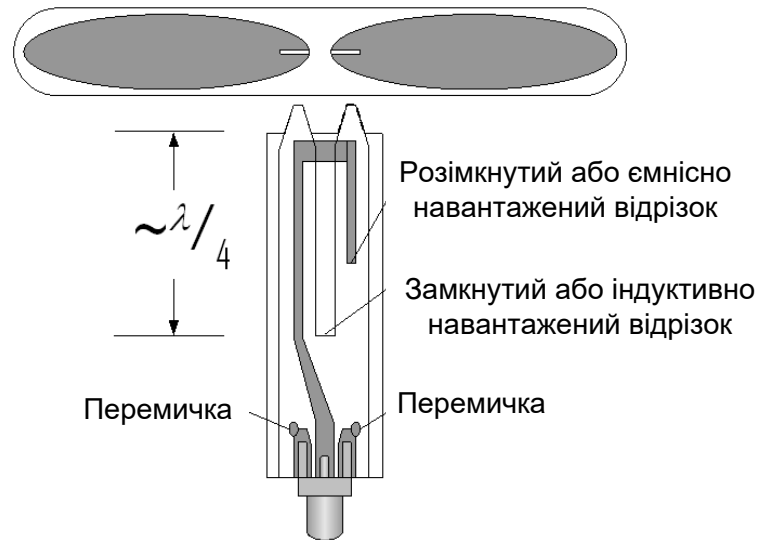


Рисунок 3.6 Реалізація симетруючого пристрою Робертса на мікстрічковій лінії передачі

Всі елементи симетруючого пристрою введені для усунення проблеми з'єднання пристроїв що мають симетричний та несиметричний виходи. Найкращим рішенням симетрування є реалізація інтегрованих конструкцій, які враховують особливості конструктивного виконання випромінювача та пристроїв, що з ним з'єднуються. Більшість таких пристроїв має несиметричний вхід на основі коаксіальної лінії передачі, тому для реалізації симетруючого пристрою для антенного елемента пеленгаторної решітки виберем класичну реалізацію симетруючого пристрою Робертса на коаксіальній лінії передачі. Ескіз використаної конструкції показано на рис. 3.7.

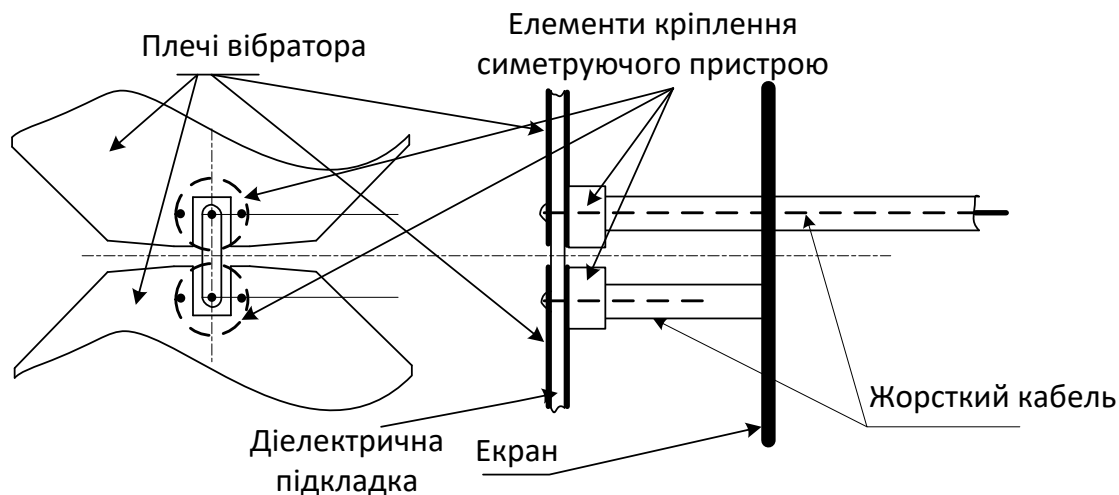


Рисунок 3.7 – Ескіз вузла живлення разом з симетруючим пристроєм

Живлення антени здійснюється шляхом підключення до центру випромінювача симетруючого пристрою на жорстких коаксіальних лініях, який, окрім свого основного призначення, додатково ще є і елементом кріплення.

3.2 Моделювання випромінювача антенного елемента

Моделювання випромінювача антенного елемента проведено з метою визначення його розмірів, які б забезпечили потрібні характеристики. На першому етапі була проведена оптимізація форми плечей симетричного вібратора. Як вихідний варіант було вибрано диполь з прямокутними плечами. Загальний розмір вихідного варіанта випромінювача становив 110x42 мм. Розміри одного плеча плоского випромінювача - 54x30 мм. Випромінювач досліджувався в діапазоні частот від 1,3 ГГц до 3 ГГц, що повністю відповідає вимогам завдання.

Для того, щоб провести аналіз даного випромінювача – реалізуємо його структуру, з урахуванням геометричних розмірів, засобами графічного редактора пакету HFSS. В центрі випромінювача розмістимо порт живлення (рис. 3.8), тобто на даному етапі з метою спрощення моделювання не враховувалися особливості збудження випромінювача за допомогою

симетруючого пристрою, але були враховані конструктивні особливості його підключення.

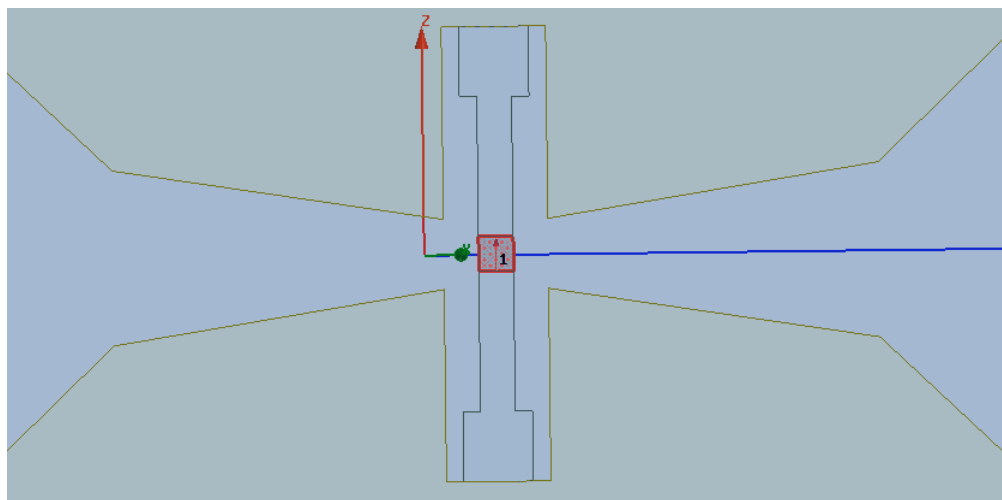


Рисунок 3.8 – Область живлення випромінювача

З метою визначення геометрії випромінювача в процесі моделювання змінювалася форма плечей випромінювача. При цьому витримувалася вимога симетрії випромінювача відносно площин xOy та zOx , тобто змінювалися координати точок утворюючої тільки в площині zOy при $z > 0$ та $y > 0$, а координати відповідних точок при $z < 0$ та/або $y < 0$ визначалися із умов симетрії. Отримана геометрія випромінювача показана на рис. 3.9.

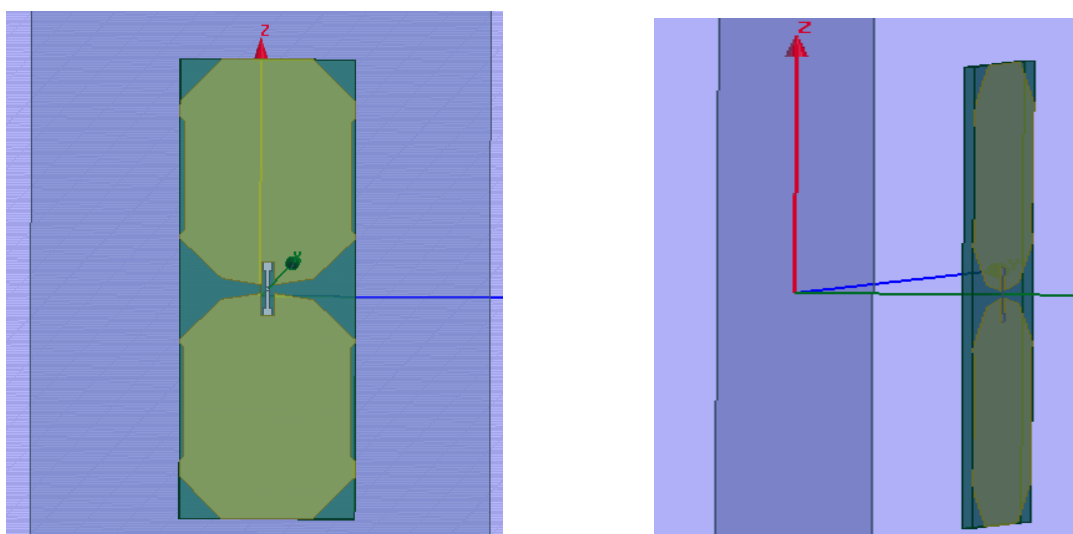
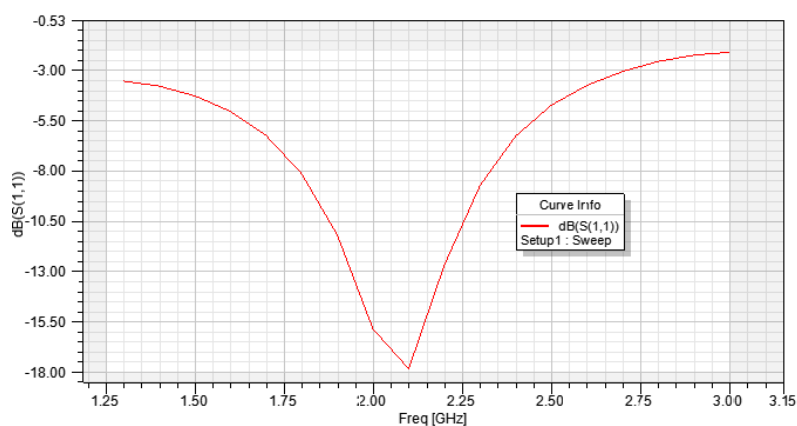
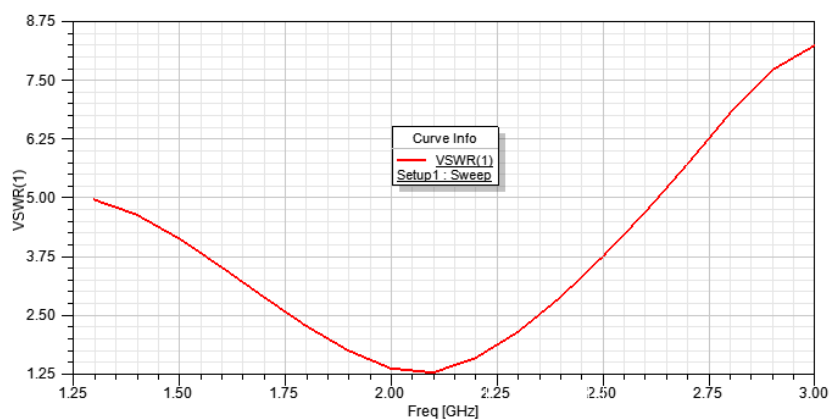


Рисунок 3.9 - Ескіз випромінювача антенного елемента

Отримані в результаті моделювання характеристики випромінювача наведено на рис 3.10, рис. 3.11 (позначено як варіант 1).



а)



б)

Рисунок 3.10 – Залежності коефіцієнта відбиття і КСХН антени (варіант 1) від частоти.

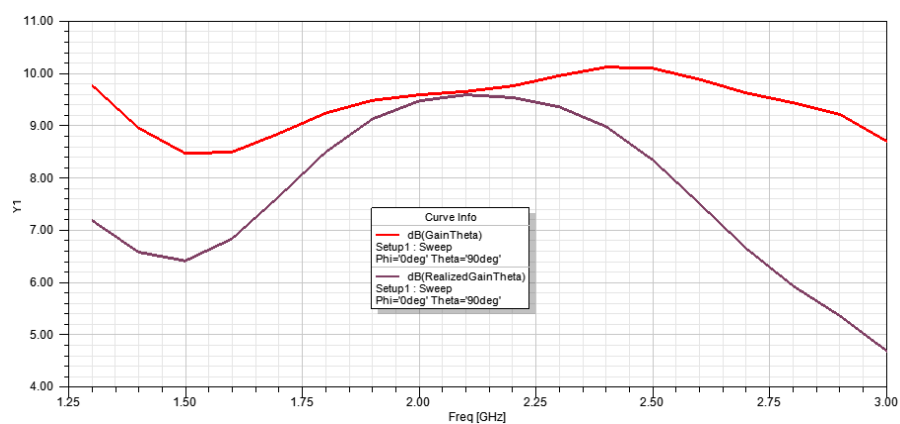


Рисунок 3.11 – Частотні залежності максимального а) та повного б) коефіцієнта підсилення антени (варіант 1).

Результати моделювання показали, що антена має резонанс в робочому діапазоні частот на частоті близько 2,1 ГГц. На границях діапазону спостерігається розузгодженість випромінювача (рис. 3.10). Максимальний коефіцієнт підсилення у всьому частотному діапазоні становить величину 9,5...10 дБ. Внаслідок розузгодження повний коефіцієнт підсилення випромінювача зменшується в порівнянні з максимально можливим приблизно на 3...5 дБ на нижніх та верхніх частотах робочого діапазону (рис. 3.11). Діаграма спрямованості є односпрямованою (див. рис. 3.12).

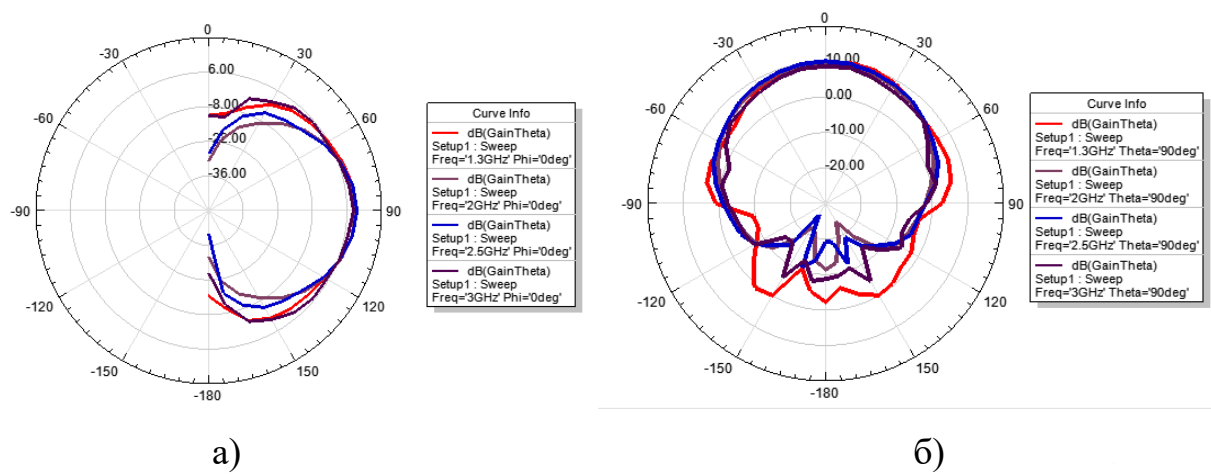


Рисунок 3.12 – Діаграми спрямованості антени (варіант 1) а) в площині кута місця б) в азимутальній площині

Тривимірне зображення діаграми спрямованості показано на рис. 3.13.

Наступний крок моделювання був проведений з метою врахування особливостей живлення випромінювача за допомогою симетруючого пристрою. З цією метою живлення випромінювача здійснювалося за допомогою двох зосереджених портів (рис. 3.14).

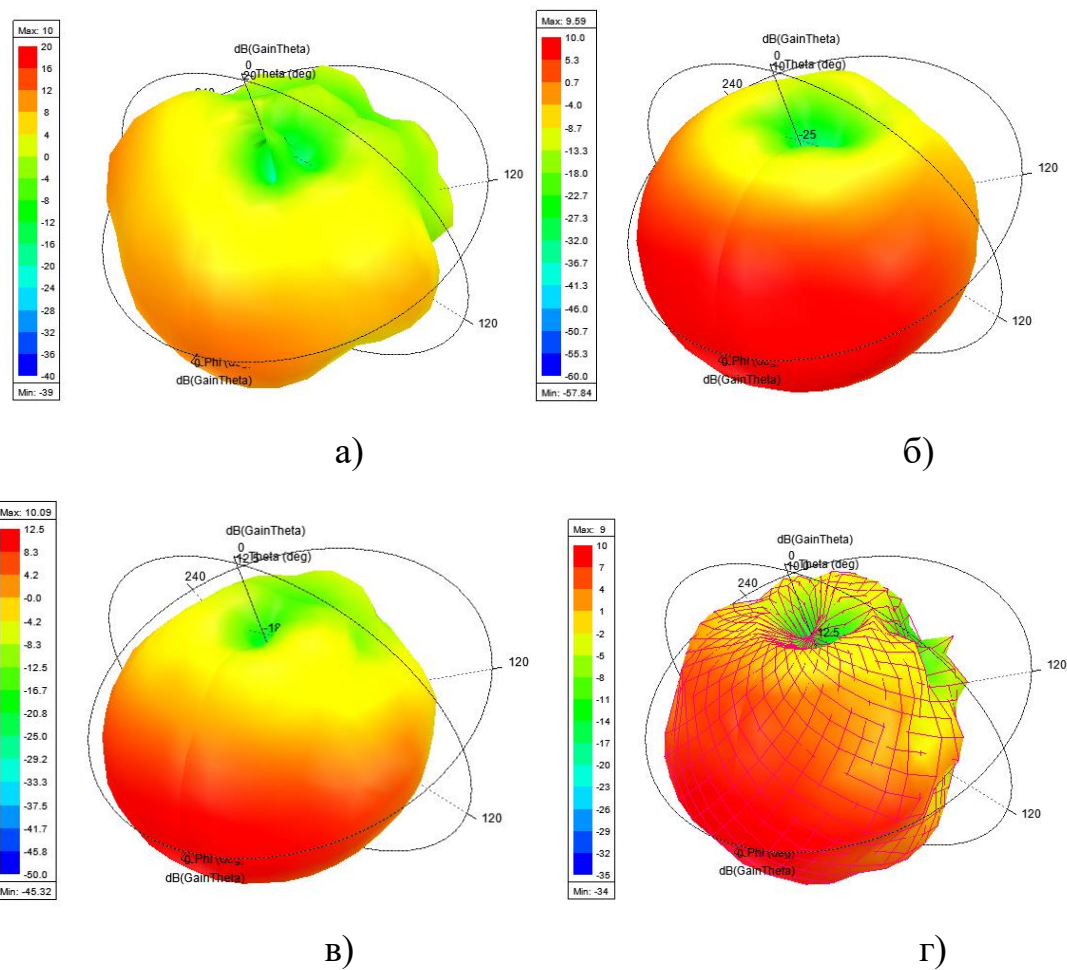


Рисунок 3.13 – Тривимірне зображення діаграм спрямованості випромінювача (варіант 1) на частотах а) 1.3 ГГц, б) 2 ГГц, в) 2.5 ГГц, г) 3 ГГц.

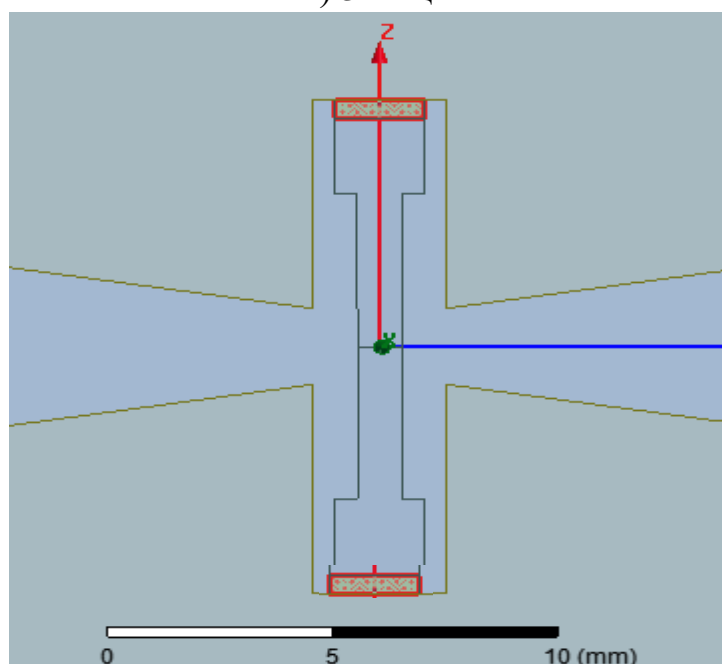
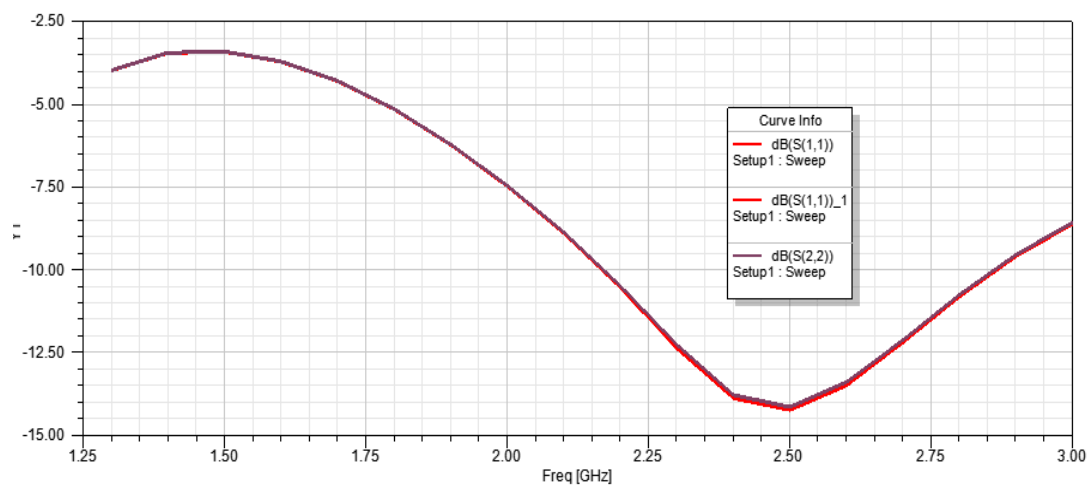
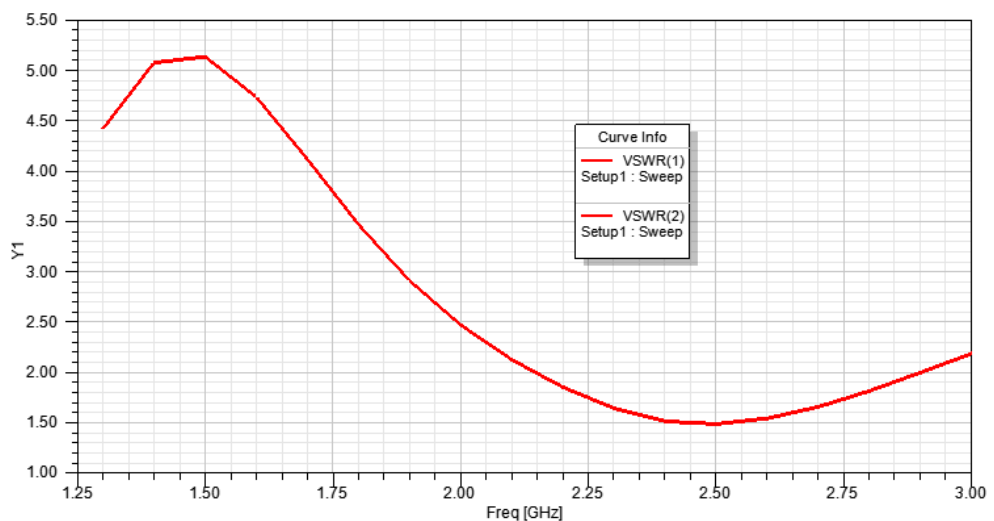


Рисунок 3.14 – Модель живлення випромінювача (варіант 2) з врахуванням підключення симетруючого пристрою

Результати моделювання показали, що антена при такому способі збудження також є резонанс в робочому діапазоні частот на частоті близько 2,4 ГГц. Однак, на верхніх частотах діапазону розузгодженість значно менша (рис. 3.15), ніж для випромінювача першого варіанту (на частоті 3 ГГц значення КСХН приблизно дорівнює 2,2). Максимальний коефіцієнт підсилення у всьому частотному діапазоні також становить величину близько 9...10 дБ (рис. 3.16). Внаслідок розузгодження повний коефіцієнт підсилення випромінювача зменшується в порівнянні з максимально можливим приблизно на 2...4 дБ на всіх частотах робочого діапазону (рис. 3.16).



а)



б)

Рисунок 3.15 - Частотні характеристики коефіцієнта відбиття і КСХН антенного елемента з врахуванням підключення симетруючого пристрою

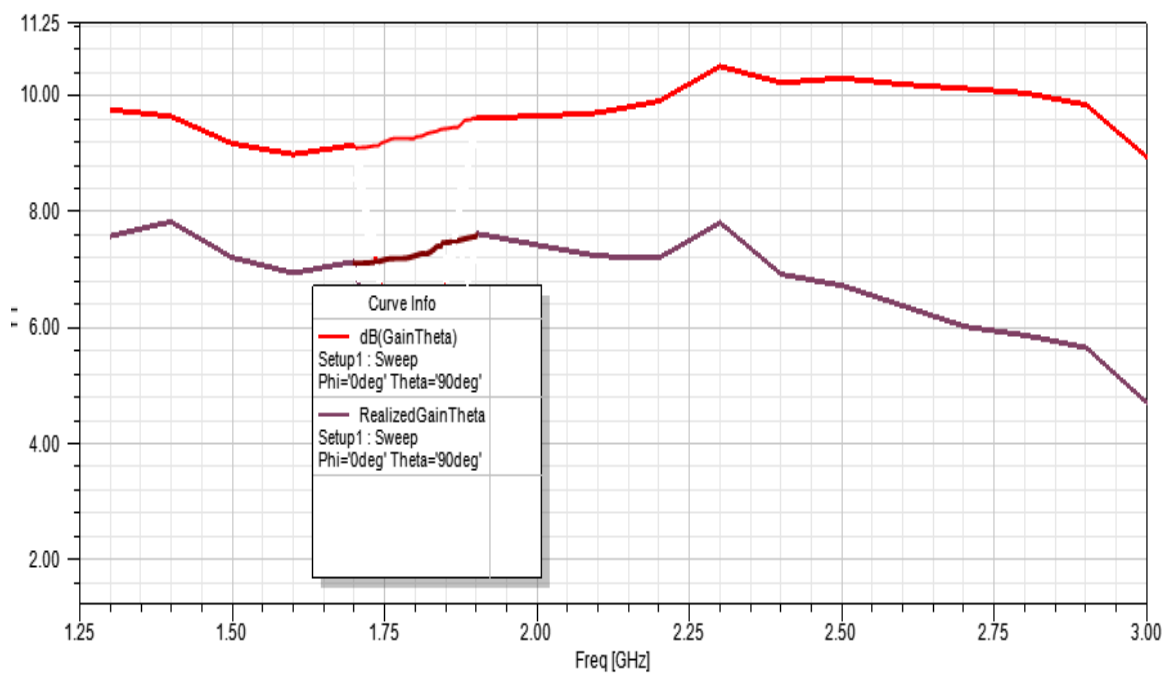


Рисунок 3.16 – Частотні залежності максимального а) та повного б) коефіцієнта підсилення антени (варіант 2).

Діаграми спрямованості також односпрямовані (див. рис. 3.17).

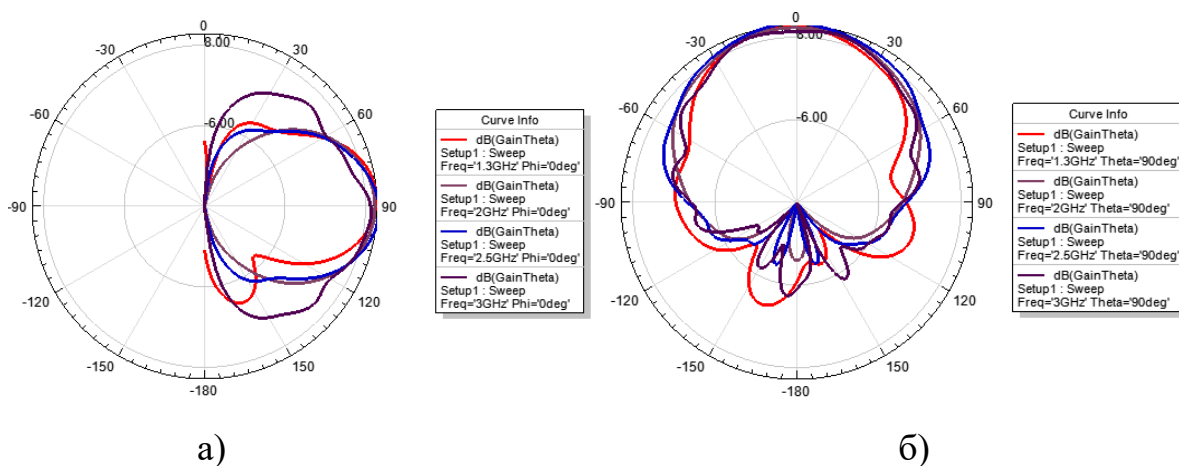


Рисунок 3.17 – Діаграми спрямованості антени (варіант 2) а) в площині кута місця б) в азимутальній площині

Тривимірне зображення діаграми спрямованості показано на рис. 3.18.

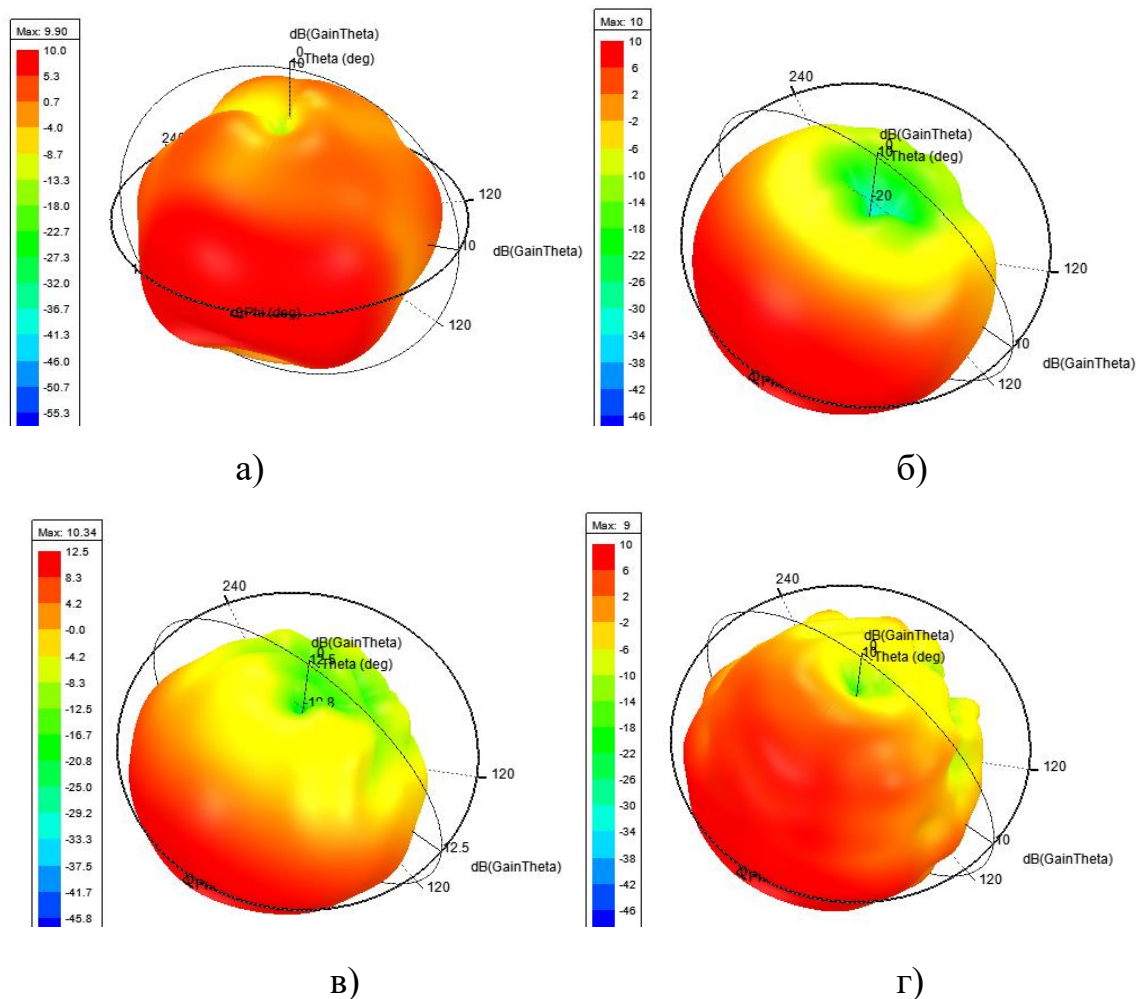


Рисунок 3.18 – Тривимірне зображення діаграм спрямованості випромінювача (варіант 2) на частотах а) 1.3 ГГц, б) 2 ГГц, в) 2.5 ГГц, г) 3 ГГц.

Як видно з графіків, такий спосіб підключення дозволяє значно збільшити рівномірність коефіцієнта підсилення антени в робочому діапазоні 1,3...3 ГГц. Форма діаграм спрямованості майже не змінилися в порівнянні з попереднім варіантом.

Для більш детального вивчення впливу конструкції точки живлення було промодельовано конструкцію підключення симетруючого пристрою до однієї із точок живлення (рис. 3.19). Це підключення живлення коаксимального кабелю безпосередньо до випромінювача (варіант 3). Кабель підключено безпосередньо до спеціальної контактної доріжки, яка з'єднує обидва плеча випромінювача.

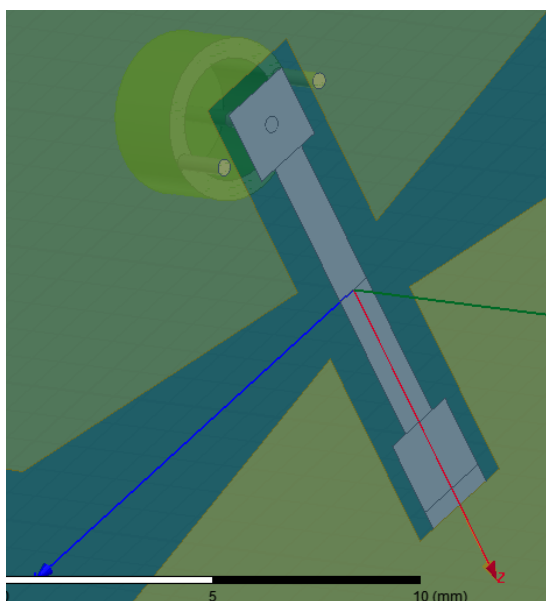
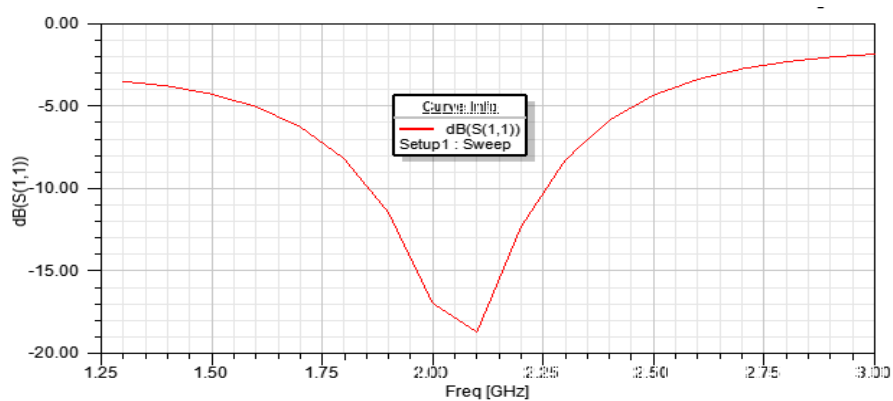
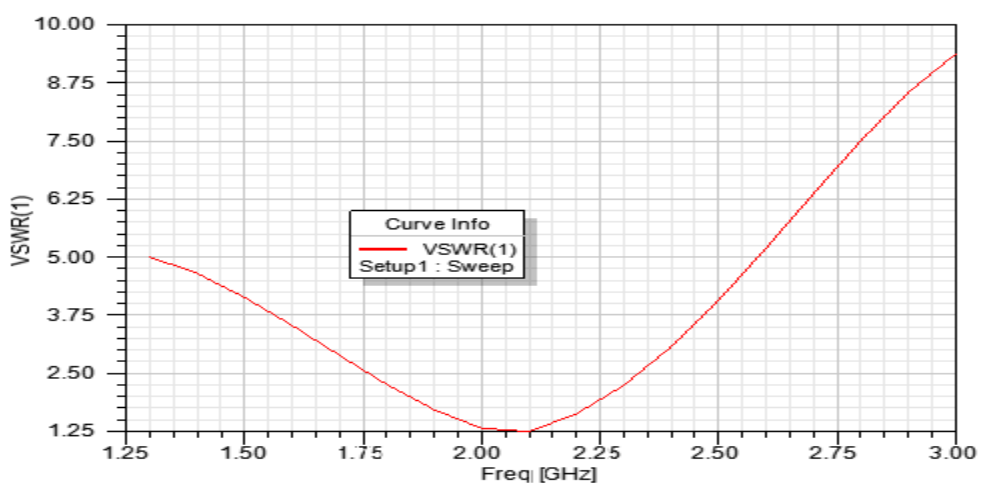


Рисунок 3.19 - Спосіб підключення живлення (Варіант 3)

Результати моделювання приведені на рис. 3.20 – рис. 3.21.



а)



б)

Рисунок 3.20 – Залежність коефіцієнта відбиття і КСХН випромінювача (варіант 3)

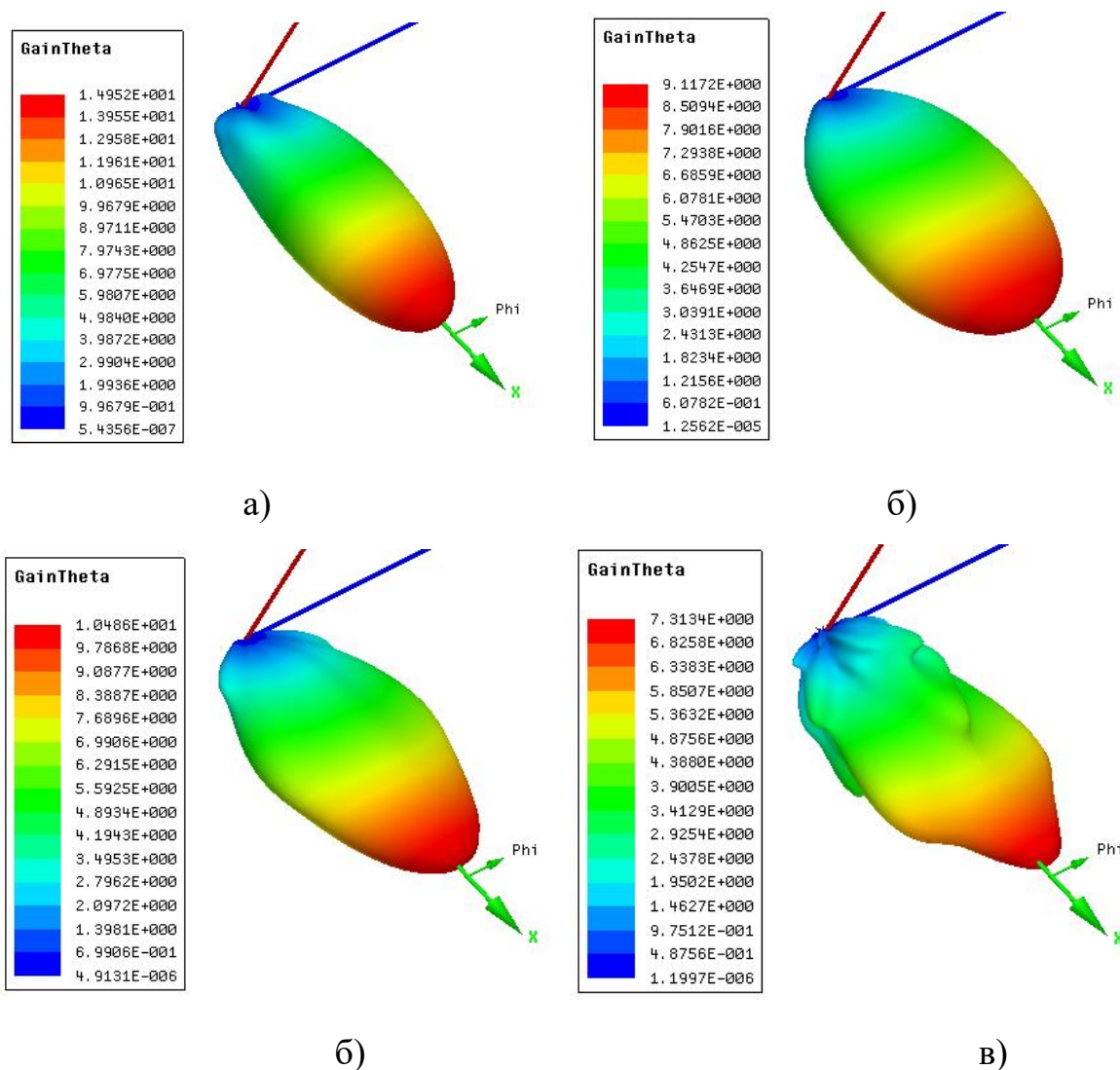


Рисунок 3.21 - Діаграми спрямованості випромінювача (варіант 3)
на частотах а) 1.3 ГГц, б) 2 ГГц, в) 2.5 ГГц, г) 3 ГГц.

Як видно з порівняння попередніх результатів з отриманими для третього варіанту, в останньому випадку спостерігається деяке погіршення узгодження (на верхніх частотах діапазону КСХН приблизно дорівнює 8). Трохи збільшився коефіцієнт підсилення випромінювача.

Далі було досліджено вплив конструкції області живлення при підключенні коаксіальних кабелів відповідно до двох контактних площадок випромінювача (рис. 3.22).

Результати моделювання даного варіанту (варіант 4) приведені на рис. 3.23 – рис. 3.25.

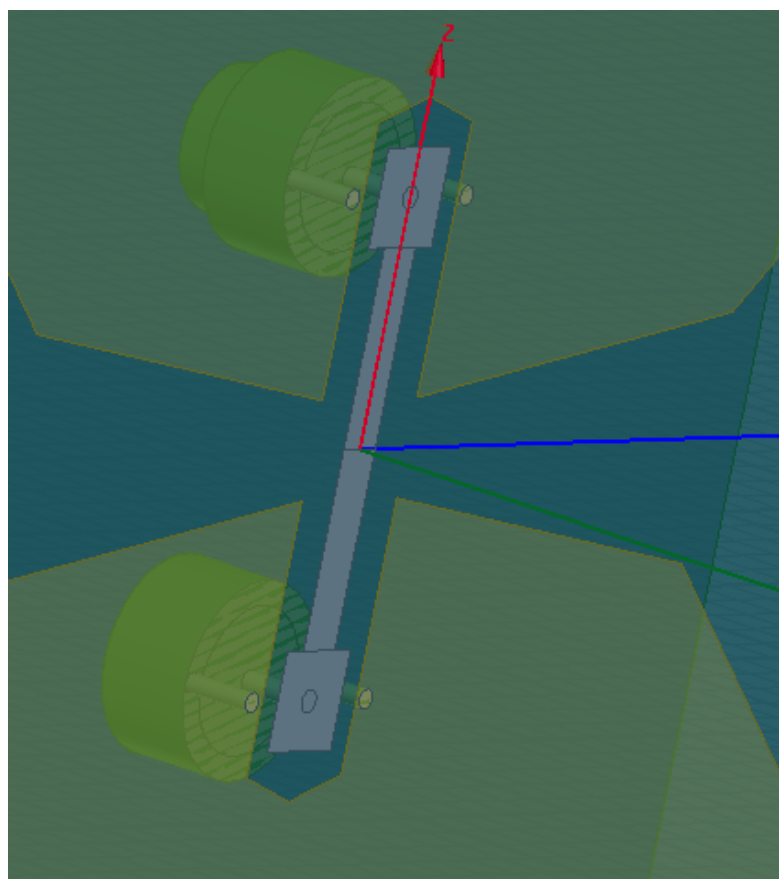


Рисунок 3.22 – Ескіз моделі повного підключення симетруючого пристрою
(варіант 4)

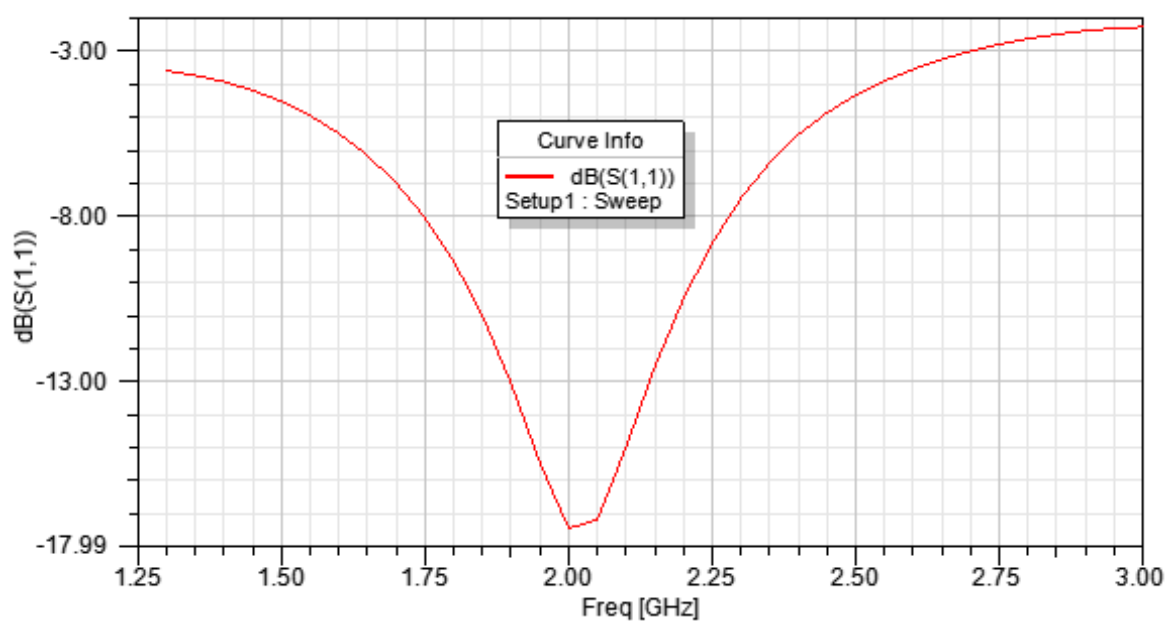
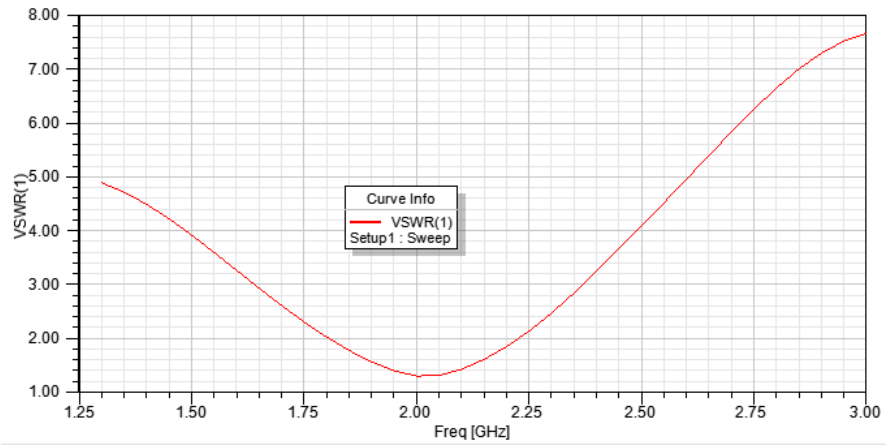
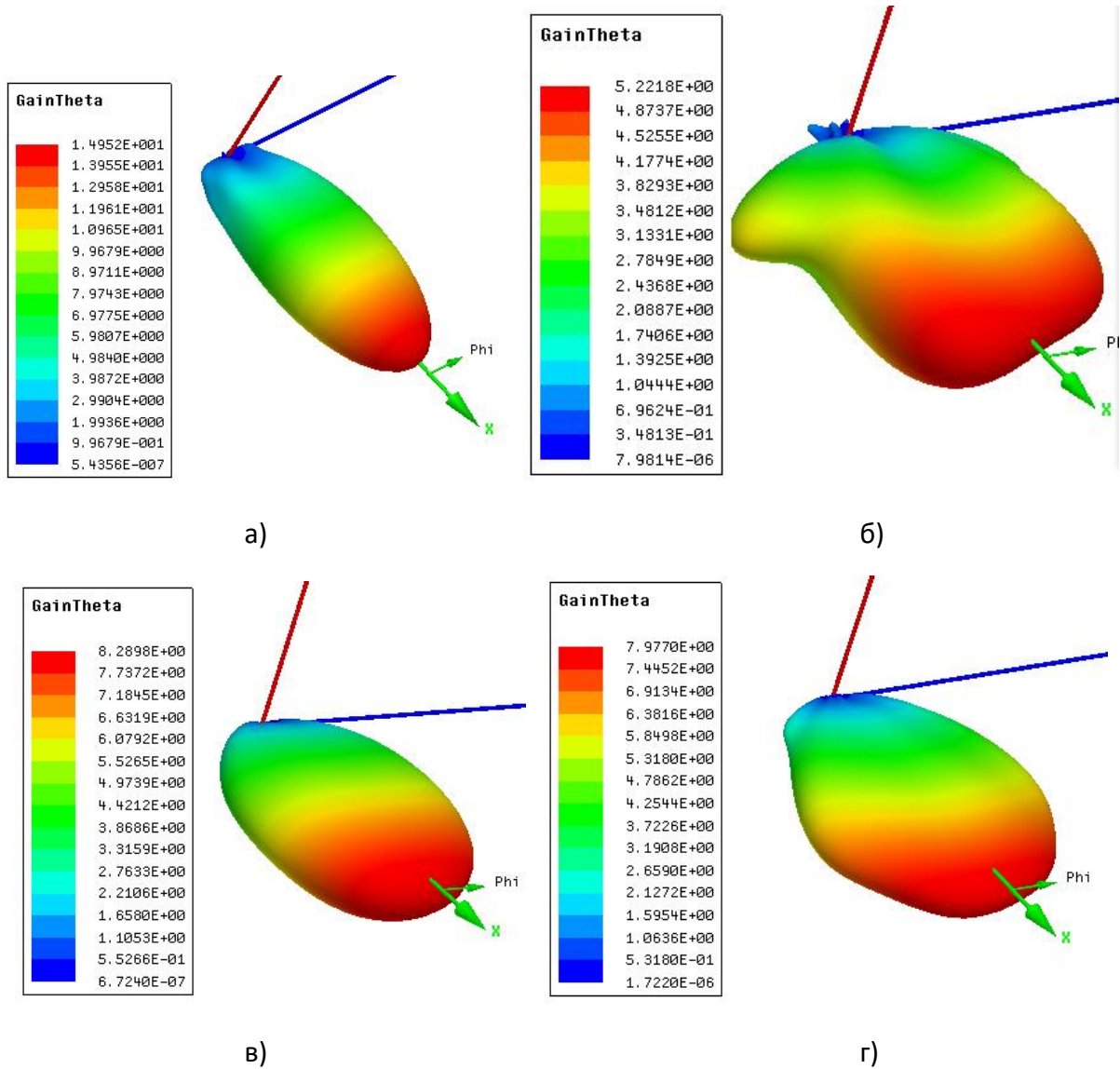


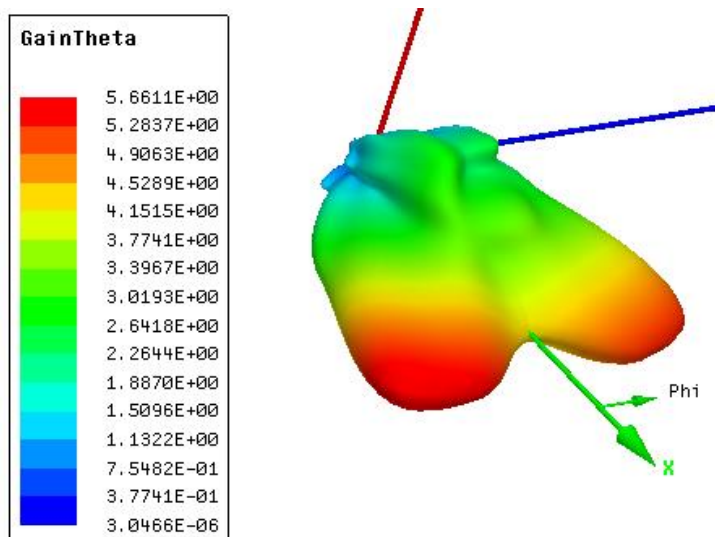
Рисунок 3.23 – Частотні характеристики коефіцієнта відбиття випромінювача
(варіант 4)



б)

Рисунок 3.24 – Частотні характеристики КСХН випромінювача четвертого варіанту.





д)

Рисунок 3.25 - Діаграми спрямованості випромінювача (варіант 4) на частотах а) 1.3 ГГц, б) 1.6 ГГц, в) 2 ГГц, г) 2.5 ГГц, д) 3 ГГц.

Як видно із отриманих результатів для випромінювача (варіант 4) помітно зниження коефіцієнта підсилення у всьому діапазоні частот, а на верхніх частотах з'являється провал в головній пелюстці діаграми спрямованості, що помітно на рис. 3.25,д.

На заключному етапі було проведено моделювання повного варіанту випромінювача з підключеним симетруючим пристроєм. Даний варіант конструкції приведений на рис. 3.26, а результати моделювання на рис. 3.27 і рис. 3.28. В ході моделювання змінювалася довжина розімкнутого відрізка коаксіальної лінії симетруючого пристрою Робертса для визначення оптимальної його довжини. В результаті отримано, що оптимальним, з точки зору рівномірності КСХН в робочому діапазоні частот, значенням довжини розімкнутого відрізка коаксіальної лінії симетруючого пристрою є величина 50 мм (див. рис. 3.27). При цій величині в робочому діапазоні частот $КСХН < 4$.

Спираючись на наведені вище результати досліджень, отримані шляхом моделювання, можна відзначити, що в роботі доведена можливість

реалізації широкосмугового антенного елемента для пеленгаторної решітки діапазону 1,3...3 ГГц, який відповідає вимогам технічного завдання.

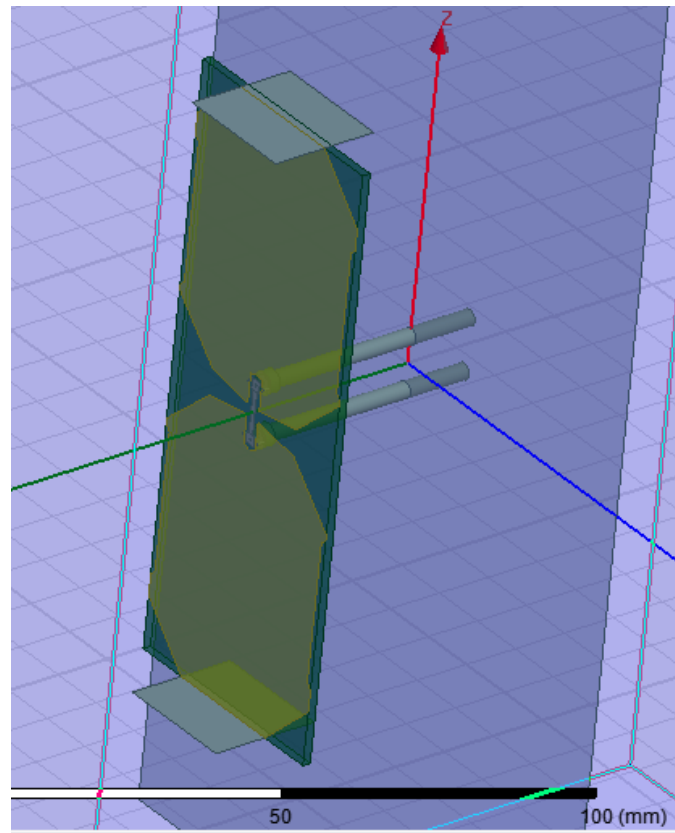


Рисунок 3.26 – Спосіб повного підключення симетруючого пристрою

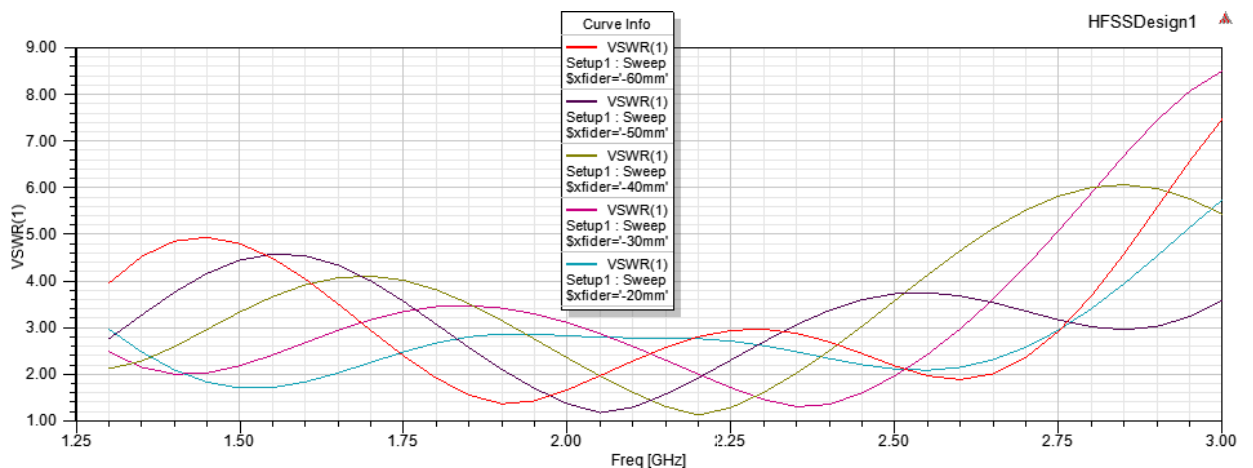


Рисунок 3.27 – Частотні характеристики КСХН антени остаточного варіанту при різних довжинах розімкнутого відрізка симетруючого пристрою

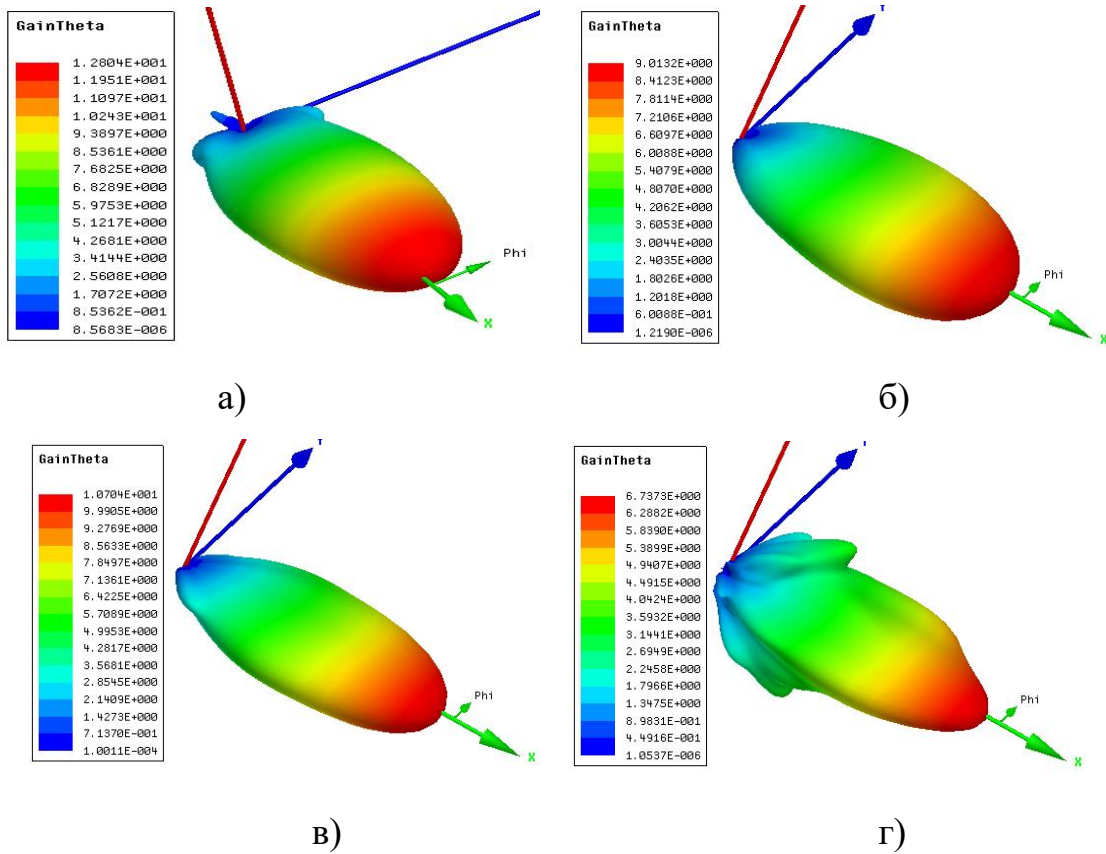


Рисунок 3.28 – Тривимірне зображення діаграм спрямованості результуючого варіанту випромінювача на частотах а) 1.3 ГГц, б) 2 ГГц, в) 2.5 ГГц, г) 3 ГГц.

ВИСНОВКИ

1. Антенні решітки сучасних радіопеленгаторів являють собою складні інтегровані системи, до складу яких, крім випромінювачів, входять пристрої підсилення сигналів, пристрої узгодження, елементи захисту від потужних зовнішніх перешкод та блискавок. До теперішнього часу розроблено багато різних типів приймальних антенних систем, разом з тим, залишається низка актуальних задач, пов'язаних з розробкою широкосмугових антенних решіток і їх елементів, на габаритні розміри яких накладаються жорсткі обмеження і які мають максимально можливий коефіцієнт підсилення в смузі робочих частот.

2. Порівняльний аналіз методів моделювання випромінюючих пристроїв в часовій та частотній областях показав, що для аналізу пристроїв, які функціонують в помірній смузі частот (з перекриттям до 3...5) доцільно використовувати методи в частотній області (зокрема метод скінчених елементів), а в якості засобу моделювання вибрати програмний пакет HFSS фірми ANSOFT.

3. В результаті моделювання показано, що;

- для кільцевих антенних пеленгаторних решіток доцільно використовувати широкосмугові симетричні вібратори, так як вони забезпечують параметри, задані в технічному завданні;

- їх фазовий центр незмінний в робочій смузі частот, а це спрощує алгоритми пеленгування.

Результатом магістерської атестаційної роботи є спроектований антенний елемент, який повністю задовольняє вимогам завдання на роботу.

Таким чином, завдання на магістерську атестаційну роботу виконано в повному обсязі.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. М.: Горячая линия-Телеком, 2006. 492 с.
2. Цифровые сканирующие пеленгаторы сигналов от 300кГц до 3ГГц R&S©DDF550. Техническая информация. Редакция от 20.12.2016.
3. TCI Model 641 VHF/UHF DF and Monitor Antenna Array. URL: http://www.ic72.com/pdf_file/6/513835.pdf (дата звернення: 15.11. 2019).
4. Taflove A., Hagness S. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method. Norwood, MA: Artech House, 2005.
5. Jin J.M. The Finite Element Method in Electromagnetics. New York: John Wiley, 2002.
6. Wang S., Teixeira F.L. Some remarks on the stability of time-domain electromagnetic simulations. IEEE Trans. Antennas Propagat. 2004. Vol. 52. No. 3. P. 895–898.
7. Donderici B., Teixeira F. L. Mixed finite-element time-domain method for Maxwell equations in doubly-dispersive media. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2008. Vol. 56. No. 1. P. 113–120.
8. Gross F.B. Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering. New York: McGraw-Hill books, 2011. 544 p.
9. Банков С.Е., Курушин А. А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. М.: Солон-Пресс, 2008. 276 с.
10. Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д. Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS. М.: Солон-Пресс, 2009. 736 с.
11. Джексон Дж. Классическая электродинамика / Перевод с английского Г.В. Воскресенского и Л.С. Соловьева. Под ред. Э.Л. Бурштейна. Москва: Мир, 1965. 703 с.
12. Jokanovic B., Trifunovic V. Double-Y Baluns for MMICs and Wireless Applications. Microwave Journal. 1998. Vol. 41. No. 1. P. 70–92.

13. Trifunovic V., Jokanovic B. Four decade bandwidth uniplanar balun. *Electronics Letters* 1992. Vol. 28, No. 6. P. 534–535.
14. Trifunovic V., Jokanovic B. Review of Printed Marchand and Double Y Baluns: Characteristics and Application. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1994. Vol. 42, No. 8. P. 1454–1462.
15. Gu H. Wu K. Broadband design considerations of uniplanar double-Y baluns for hybrid and monolithic integrated circuits. 1999 *IEEE MTT-S Digest*, 1999. P. 863–866.
16. Roberts W. K. A New Wide-Band Balun. *Proceedings of the IRE*. 1957. Vol. 45. No. 12. P. 1628–1631.
17. Marchand N. Transmission line conversion transformers. *Electronics*. 1944. Vol. 17. No. P. 142-145.
18. Siwiak K. Microstrip balun-antenna apparatus. U.S. Patent 4,737,797, April 12, 1988.