

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

Радіотехнічний факультет

Кафедра радіотехнічних пристроїв та систем

«На правах рукопису»
УДК _____

До захисту допущено:
Завідувач кафедри
_____ Сергій ЖУК
«__» _____ 2020 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою

«Радіотехнічні інформаційні технології»

зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

**на тему: «Модулі антенно-фідерного тракту сумарно-різницевого
пеленгатора джерел електромагнітного випромінювання»**

Виконав:

студент II курсу, групи РТ-91мп
Шеверун Максим Сергійович _____

Керівник:

Доцент, к.т.н.
Чмельов Вячеслав Орійович _____

Рецензент:

Доцент, к.т.н.
Перегудов Сергій Миколайович _____

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

Студент _____

Київ – 2020 року

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

Радіотехнічний факультет

Кафедра радіотехнічних пристроїв та систем

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Радіотехнічні інформаційні технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій ЖУК

« 2 » вересня 2020р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Шеверун Максим Сергійович

1. Тема дисертації «Модулі антенно-фідерного тракту сумарно-різницевого пеленгатора джерел електромагнітного випромінювання», науковий керівник дисертації Чмельов Вячеслав Орійович, к.т.н., доц.,

затверджені наказом по університету від « 05 » листопада 2020 р.
№ 3223-с

2. Термін подання студентом дисертації 14 грудня 2020 року

3. Об'єкт дослідження: Пеленгація джерел електромагнітного випромінювання з високою точністю.

4. Вихідні дані: пеленгація в азимутальній площині з точністю менше 1.5 градуса, робоча частота радіопеленгатора 8-10 ГГц, втрати на виходи Н-моста не більше 0.5 дБ.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

- 1) дослідити основні підходи до пеленгації джерел електромагнітного випромінювання;
- 2) розглянути методи амплітудної пеленгації;

- 3) провести порівняльний аналіз існуючих методів;
 - 4) розробити структурну схему пеленгатора з поліпшеними характеристиками;
 - 5) визначити конструкцію та основні параметри антено-фідерного тракту;
 - 6) проаналізувати характеристики запропонованої структури пеленгатора.
6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу:
Презентація результатів дослідження.
7. Орієнтовний перелік публікацій : тези доповіді на конференції РТФ
8. Дата видачі завдання 2 вересня 2020р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
	Усвідомлення завдання МД	2.09 по 12.09.2020	
	Виконанням завдань 1 - 2 розділу	13.09 по 1.10.2020	
	Виконанням завдань 3 - 4 розділу	2.10 по 14.10.2020	
	Виконанням завдань 5 - 6 розділу	15.10 по 12.11.2020	
	Виконанням завдань 7 - 8 розділу	13.11 по 6.12.2020	
	Подання М Д на рецензію	7.12.2020	
	Подання МД секретарю комісії з захисту робіт	14.12.2020	

Студент

Максим ШЕВЕРУН

Науковий керівник

Вячеслав ЧМЕЛЬОВ

РЕФЕРАТ

Обсяг пояснювальної записки магістерської дисертації становить 74 сторінок, які включають в себе 6 розділів, 43 ілюстрації, 1 таблицю, 14 бібліографічних найменувань за переліком джерел посилань.

Ключові слова: радіолокація, радіолокаційна станція, пеленгація, дводзеркальна антена, сумарно-різницевий метод.

Актуальність теми дослідження. Завдання розробка сучасних та надточних систем радіолокації з покращеними характеристиками є досить важливим. Так як сьогодні дані системи використовуються в різних сферах, починаючи від наукових досліджень (глибокого космосу, океану), військової справи, та закінчуючи повсякденним життям. А так як технологій та методи розглянуті в даній дисертації є універсальними, то вони можуть бути просто модифіковані під поставлені задачі. Не беручи до уваги можливість широкого застосування модифікацій даної технологій, навіть при заданій реалізації вона є досить корисною в сфері військового застосування, для чого вона і розробляється.

Мета дослідження. Розробка окремих елементів антено-фідерного тракту, що забезпечують роботу пеленгатора джерела електромагнітного випромінювання, з покращеними характеристиками, а також можуть бути застосовані при розробці моноімпульсних амплітудних радіолокаторів.

Об'єкт дослідження. Пеленгація джерел електромагнітного випромінювання з високою точністю.

Предмет дослідження. Антено-фідерний тракт сумарно-різницевого пеленгатора джерел електромагнітного випромінювання з високою роздільною здатністю.

Завдання.

- 1) дослідити основні підходи до пеленгації джерел електромагнітного випромінювання;
- 2) розглянути методи амплітудної пеленгації;

- 3) провести порівняльний аналіз існуючих методів;
- 4) розробити структурну схему пеленгатора з поліпшеними характеристиками;
- 5) визначити конструкцію та основні параметри антено-фідерного тракту;
- 6) проаналізувати характеристики запропонованої структури пеленгатора.

Методи дослідження. Аналіз існуючих підходів до розробки радіолокаційного обладнання, проектування нових пристроїв на основі теоретичних знань, перевірка та оптимізація розроблених блоків за допомогою САПР, тестування та перевірка дослідних зразків.

Наукова новизна одержаних результатів. Покращена та спрощена реалізація методу сумарно-різницевої пеленгації джерел електромагнітного випромінювання.

Практичне значення одержаних результатів. Отримані результати можуть бути застосовувані, як в цивільній, так і в військовій сфері, для покращення існуючих систем радіолокації та радіонавігації.

ABSTRACT

The list of the explanatory notes of the master's dissertation should be 74 pages, which include 6 parts, 43 illustrations, 1 table, 14 bibliographic names for the change of order.

Key words: radar, radar station, direction finding, two-mirror antenna, sum-difference method.

Relevance of the research topic. The task of developing modern and high-precision radar systems with improved characteristics is very important. Since today these systems are used in various fields, from scientific research (deep space, ocean), military affairs, and ending with everyday life. And since the technologies and methods considered in this dissertation are universal, they can be simply modified for the tasks. Not taking into account the possibility of widespread use of

modifications of this technology, even with a given implementation, it is quite useful in the field of military applications, for which it is being developed.

The aim of the study. Development of separate elements of the antenna-feeder path, providing the operation of the direction finder of the electromagnetic radiation source, with improved characteristics, and can also be used in the development of monopulse amplitude radars.

Object of study. Direction finding of electromagnetic radiation sources with high accuracy.

Subject of study. Antenna-feeder path of the total-difference direction finder of electromagnetic radiation sources with high resolution.

Task.

- 1) to investigate the main approaches to the direction finding of sources of electromagnetic radiation;
- 2) consider the methods of amplitude direction finding;
- 3) conduct a comparative analysis of existing methods;
- 4) to develop a block diagram of the direction finder with improved characteristics;
- 5) determine the design and basic parameters of the antenna-feeder path;
- 6) to analyze the characteristics of the proposed structure of the direction finder.

Research methods. Analysis of existing approaches to the development of radio-location equipment, design of new devices based on theoretical knowledge, verification and optimization of developed units using CAD, testing and verification of prototypes.

Scientific novelty of the obtained results. Improved and simplified implementation of the method of total-difference direction finding of electromagnetic radiation sources.

The practical significance of the obtained results. The results can be used in both the civilian and military spheres to improve existing radar and radio navigation systems.

ЗМІСТ

Перелік скорочень.....	4
Вступ.....	5
1 Сучасні системи пеленгації джерел електромагнітного випромінювання	6
1.1 Теоретичні основи радіопеленгації.....	6
1.1.1 Підходи до локалізації місця знаходження об'єктів у просторі	8
1.1.2 Визначення координат цілі.	13
1.1.3 Методи огляду контрольної зони	15
1.2 Моноімпульсна радіопеленгація	17
1.2.1 Види МРП/МРЛС.....	18
1.2.2 Антени моноімпульсних систем.....	20
2 Амплітудні методи пеленгації	22
2.1 Метод максимуму	22
2.2 Метод мінімуму.....	24
2.3 Рівносигнальний метод	25
2.4 Сумарно-різницевий	27
2.5 Висновок	31
3 Синтез пеленгатора на основі сумарно-різницевого каналу	32
3.1 Структурна схема сумарно-різницевого пеленгатора.....	32
3.2 Опис структурної схеми та принципу роботи пеленгатора.....	34
4 Розробка антенної системи пеленгатора	37
4.1 Антени в радіопеленгаційних системах	37

4.2	Визначення основних параметрів дводзеркальної антена Касегрена	38
4.2.1	Принцип роботи	39
4.2.2	Основні геометричні співвідношення	41
4.3	Розробка антенної системи сумарно-різницевого пеленгатора на базі антени Касегрена з поворотом площини поляризації	43
4.3.1	Загальні вимоги та опис конструкції антенно-фідерного тракту	43
4.3.2	Вибір оптимального варіанту конструкції антени	44
4.3.3	Опис розробленої конструкції	46
4.3.4	Теоретичні залежності	49
5	Розробка модулів антено-фідерного тракту для формування сумарного та різницевого сигналів	52
5.1	Підходи до реалізації опромінювачів дзеркальних антен та схем формування сумарного та різницевого каналів	52
5.1.1	Опромінювачі	52
5.1.2	Формувач сумарно-різницевого каналу	55
5.2	Схема розробленого фідерного тракту	59
5.3	Розрахунок Н-мосту	61
5.3.1	Оптимізація в CST	62
5.4	Розрахунок зсуву фаз	64
5.4.1	Перевірка в CST	66
6	Експериментальні дослідження	67
6.1	Вимірювання сумарного та різницевого сигналів	67

6.2 Вимірювання діаграм спрямованості готового експериментального антено-фідерного пристрою.....	68
Висновки	71
Перелік посилань	73

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ЕМ – Електромагнітна

РЛС – Радіолокаційна станція

МРЛС – Моноімпульсна радіолокаційна станція

Прд – Передавач

Пр – Приймач

РПП – Радіо передавальний пристрій

РПрП – Радіо приймальний пристрій

Ант – Антена

ДС – Діаграма спрямованості

ЕПР – Ефективна площа розсіювання

ВСТУП

Питання якісних радіолокаційних систем було актуальним ще з моменту їх появи. І одним з основних рушіїв розвитку даних систем була і є військова сфера. Будь-які нові технології надають значну перевагу над противником, і це, звичайно ж, не обминуло сферу радіолокації та радіонавігації. За допомогою даних систем можуть здійснюватися, як і активні бойові дії, так і захисні оборонні заходи. І відповідно чим більш якісне та технологічно досконале обладнання застосовується, тим кращим та ефективнішим буде виконання поставлених задач. Тому розвиток в цій сфері не припиняється, і постійно потребує нових ідей для покращення уже існуючих або створення нових пристроїв, для рішення тих чи інших задач. Не можливо не згадати про актуальність цієї теми в сучасній геополітичній ситуації в країні.

В цивільній сфері попит на радіолокаційні технології також ніяк не менший, так як дані системи оточують нас в повсякденному житті, а особливо, з розвитком автоматизованих та автономних пристроїв, потреба в простих, дешевих та ефективних радіолокаційних засобів тільки зростає.

Задача даної роботи полягає в розробці системи пасивної пеленгації, а точніше її високочастотного тракту. І хоча такий пристрій має не надто широку сферу застосування, але на його базі, або за допомогою його модифікації, можна побудувати безліч інших приладів. Це можуть бути і активні радіолокатори і пасивні пеленгатори ЕМ випромінювання, які можуть використовуватися для радіопротидії, це і автоматизовані системи пошуку, самонаведення, а також системи радіолокаційного визначення об'єктів та їх супроводу.

1 СУЧАСНІ СИСТЕМИ ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЖЕРЕЛ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

1.1 Теоретичні основи радіопеленгації

Радіолокація — виявлення об'єктів (цілей) і визначення їх просторових координат та параметрів руху за допомогою радіотехнічних засобів та методів, пристрої, які вирішують поставлені задачі називаються радіолокаційними станціями (РЛС) [1]. Радіолокатори розрізняються за діапазоном використовуваних радіохвиль, за видом зондувального сигналу, числом каналів, що використовуються, за кількістю та видом вимірюваних координат, місця установки РЛС.

В радіолокації вимірюють: відстань до об'єкта (дальнометрія), напрямок приходу сигналів (пеленгація), радіальну і кутову швидкості руху об'єкта і т.д. Радіолокаційне спостереження дозволяє також виявляти характерні особливості, наприклад визначати вологість атмосфери, розміри і вид об'єкта і т.п. Дані вимірювань можуть бути дискретними (що отримуються через певні інтервали часу) або безперервними. Об'єкти можуть бути поодинокими або множинними.

Радіопеленгація – процес визначення напрямку на об'єкт, його кутових координат, в основному, кута між напрямком на північ та на об'єкт, за допомогою радіотехнічних засобів. Радіопеленгація призначена для визначення напрямку приходу радіохвиль. Використовуються властивості радіохвиль розповсюджуватися в однорідному середовищі по прямолінійній траєкторії та з постійною швидкістю. Похибка пеленгації виникає через викривлення траєкторії радіохвиль в неоднорідностях середовища (рефракція), хаотичної зміни ЕПР цілі і зміщення центру відбиття (кутовий шум) (для активних РЛС), впливу шумів в прийомному тракті.

За методом отримання інформації про напрямок на джерело випромінювання радіопеленгатори поділяють на амплітудні та фазові, а за способом

вилучення даної інформації на одноканальні (послідовного типу) та багатоканальні (моноімпульсні) [2].

Радіолокація ґрунтується на таких фізичних явищах:

- Радіохвилі при розповсюдженні в середовищі розсіюються на електричних неоднорідностях (об'єктах з іншими електричними властивостями), які зустрічаються на їхньому. При цьому відбита хвиля дозволяє виявити ціль.
- В дальній зоні джерела випромінювання радіохвилі поширюються прямолінійно, мають сферичний фронт та постійну швидкість. В наслідок цього можливо виміряти відстань та кутові координати цілі.
- при взаємному русі точок прийому і випромінювання, частота сигналу, який приймається, відрізняється від частоти коливань, які були випромінені (ефект Доплера) (1.1), це дозволяє вимірювати радіальні швидкості руху цілі щодо РЛС.

$$f = f_0 \frac{c \pm V}{c \pm v} \quad (1.1)$$

де f - частота прийнятого сигналу,

f_0 - початкова частота сигналу,

c - швидкість світла,

V - швидкість спостерігача,

v - швидкість джерела.

- Пасивна радіолокація використовує електромагнітне випромінювання об'єктів, за якими ведеться спостереження. Це може бути теплове випромінювання, активне випромінювання, що створюється технічними засобами об'єкта, або побічне випромінювання.

1.1.1 Підходи до локалізації місця знаходження об'єктів у просторі

Розрізняють:

- активну радіолокацію;
- пасивну радіолокацію.

При **активній радіолокації** РЛС випромінює свій власний зондуючий сигнал і приймає його відбитим від об'єкта. В залежності від характеристик прийнятого сигналу, які змінились під час його розповсюдження, визначаються параметри об'єкта. Даний метод дає змогу визначити не тільки кутові координати об'єкта, а й відстань до нього та радіальну швидкість.

При розташуванні приймача РЛС в безпосередньо поряд з передавачем, радіолокаційний пристрій називається однопозиційним (рис. 1.2 а). Якщо приймальний пункт знаходиться на деякій відстані від передавача (дистанцію між приймачем та передавачем називають базою Б), то радіолокаційний засіб називається рознесеним. База Б може бути постійною (рис. 1.2 б) і змінною (рис. 1.2 в), в другому випадку, наприклад, РПП з антеною Апрд знаходиться на землі, а РПрП з антеною Апр на зенітній керованій ракеті. Радіолокаційна система може складатися з декількох розташованих у різних точках простору передавальних, приймальних або приймально-передавальних точок, таку систему називають багатопозиційною.

В загальному випадку похила дальність R від РЛС до цілі буде визначатись за формулою (1.2).

$$R = \frac{c \cdot t_3}{2} \quad (1.2)$$

де c - швидкість світла,

t_3 - час затримки сигналу відповіді по відношенню до зондуючого.

Максимальна дальність дії активної РЛС з пасивною відповіддю змінюється в залежності від багатьох параметрів та характеристик, як антени, так і всіх інших вузлів системи. В загальному, без врахування втрат потужності в

середовищі, перепон, завад і шумів, дальність дії станції можна розрахувати наступним чином:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{прд}} G_{\text{ант}} S_{\text{ант}} \sigma}{(4\pi)^2 P_{\text{пр.мін}}}} \quad (1.3)$$

- де $P_{\text{прд}}$ - потужність передавача,
 $G_{\text{ант}}$ - коефіцієнт направленої дії антени,
 $S_{\text{ант}}$ - ефективна площа розкриття антени,
 σ - ефективна площа розсіювання цілі (ЕПР),
 $P_{\text{пр.мін}}$ - мінімальна чутливість приймача.

Якщо в радіо каналі присутні шуми та перешкоди, то можлива максимальна дальність дії радіолокаційної системи зменшується. Формула (1.3) є основним рівнянням радіолокації.

Пасивна радіолокація базується на тому, що РЛС аналізує власне випромінювання цілей (рис. 1.2 д), такі випромінювання створюються навігаційними приладами, засобами зв'язку та станціями постановки радіозавад цілі, а також може використовувується інфрачервоне випромінювання об'єкта (рис. 1.1) [3].



Рисунок 1.1 – Власне випромінювання цілі

Системи пасивної радіолокації можуть бути багатопозиційними, тому що використовуючи лише одну точку для прийому можна виміряти тільки кутові координати об'єкта.

Існують три основні методи пасивної радіолокації: триангуляційний (кутомірний, пеленгаційний), кутомірно-різницево-далекомірний і різницево-далекомірний.

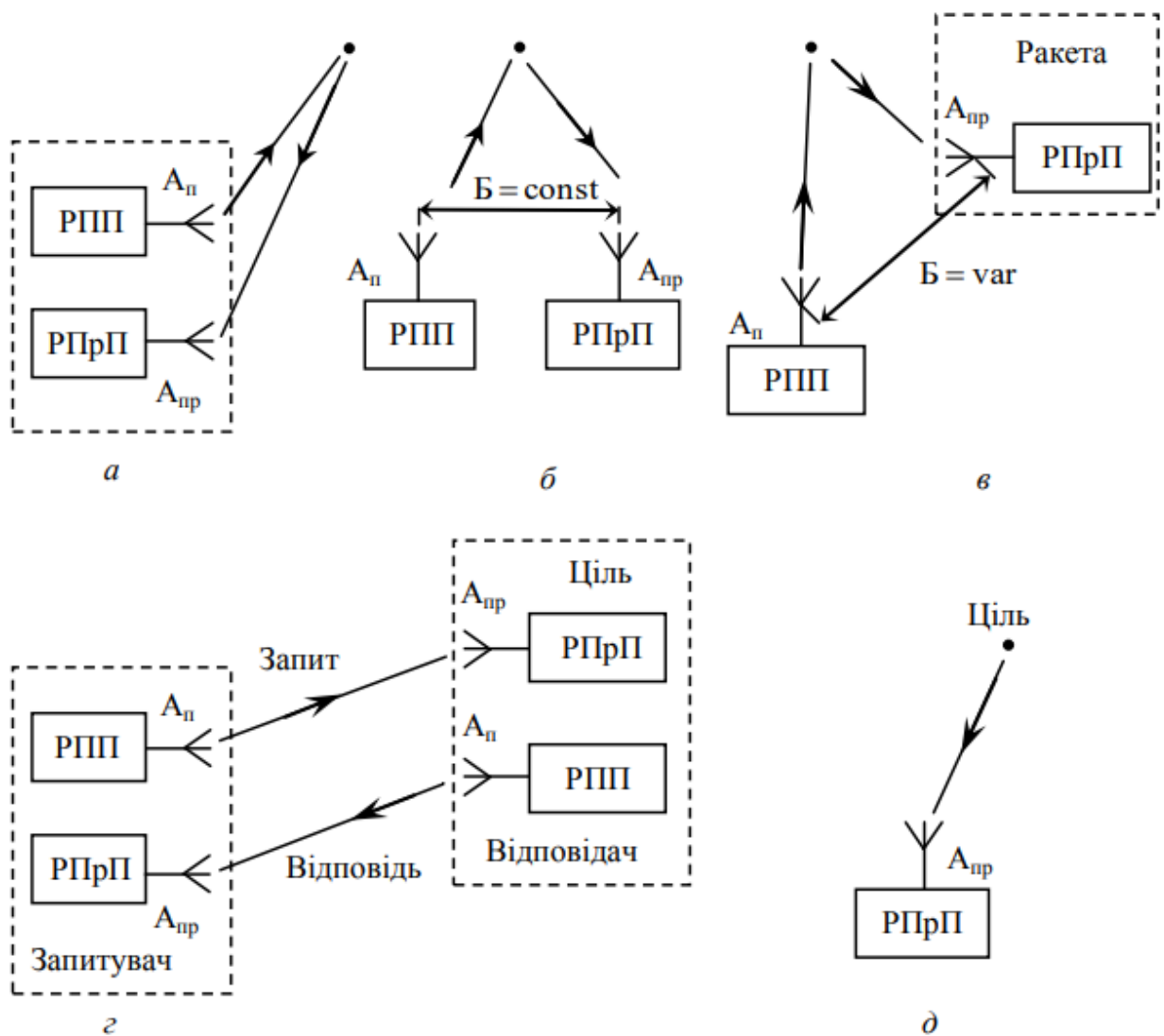


Рисунок 1.2 – Види радіолокації

Основною перевагою пасивної радіолокації є те, що засоби пасивної радіолокації не випромінюють, це забезпечує прихованість їхньої роботи. А також їх реалізація простіша ніж у активних РЛС.

Існує два типи активної радіолокації:

- з активною відповіддю — на об'єкті повинен бути встановлений радіопередавач (відповідач), який випромінює радіосигнал у відповідь на отриманий запит (рис. 1.2 г). Активна відповідь використовується для впізнання цілей (свій-чужий), дистанційного керування, а також для отримання від них додаткової інформації (наприклад, про кількість пального, тип об'єкта, тощо).
- з пасивною відповіддю — сигнал, що випромінюється РЛС відбивається від цілі, приймається тією ж радіолокаційною станцією (системою) та обробляється в пункті як відповідь для визначення корисної інформації.

В залежності від типу випромінювання:

- РЛС неперервного випромінювання – використовуються в основному для отримання інформації про радіальну швидкість рухомого об'єкта (використовується ефект Доплера). Перевагою РЛС такого типу є дешевизна і простота використання, проте ускладнено вимір відстані до об'єкта. Найбільшого поширення набув фазовий метод вимірювання дальності.
- Імпульсні РЛС. При імпульсному методі радіолокації передавачі генерують коливання модульовані короткими імпульсами, після яких слідує порівняно довгі паузи, під час яких відбувається прийом відбитих від об'єкта сигналів. Причому тривалість паузи вибирається з урахуванням дальності дії РЛС.

Радіолокаційні станції класифікуються також за частотою випромінюваного сигналу. Можна виділити основні діапазони:

- метрового діапазону;
- дециметрового;
- сантиметрового.

В таблиці (1.1) приведений детальний розподіл діапазонів частот.

Таблиця 1 – Діапазони частот

Позначення	Діапазон	Довжина хвилі	Коментар
HF	3—30 МГц	10— 100 м	Локатори берегової охорони, «загоризонтні» РЛС
P	< 300 МГц	> 1 м	Вик. в перших РЛС
VHF	50— 330 МГц	0,9— 6 м	Виявлення на великих відстанях, дослідження Землі
UHF	300— 1000 МГц	0,3— 1 м	Виявлення на великих відстанях
L	1—2 ГГц	15— 30 см	Спостереження та контроль повітряного руху
S	2—4 ГГц	7,5— 15 см	Керування повітряним рухом, метеорологія, морські РЛС
C	4—8 ГГц	3,75— 7,5 см	Метеорологія, супутниковий зв'язок
X	8—12 ГГц	2,5— 3,75 см	Керування зброєю, наведення ракет, морські РЛС, погода, картографування, РЛС аеропортів
K _u	12—18 ГГц	1,67— 2,5 см	Картографування, супутникова альтиметрія
K	18—27 ГГц	1,11— 1,67 см	Використання обмежене через сильне поглинання водяною парою, тому

			використовуються діапазони Ku і Ka. Діапазон K використовується для виявлення хмар, в поліцейських дорожніх радарах
K_a	27—40 ГГц	0,75— 1,11 см	Керування повітряним рухом на коротких дистанціях, картографування

1.1.2 Визначення координат цілі.

Положення об'єкта у просторі однозначно визначається трьома координатами. У сферичній системі координат це похила дальність R , азимут β і кут місця ϵ (рис. 1.3). Початок координат O співпадає з точкою розташування РЛС.

Похилою дальністю R називається відстань по прямій від РЛС до цілі M . В активних РЛС основним методом визначення дальності до цілі є вимірювання затримки відбитого сигналу відносно випроміненого — ця затримка відповідає подвійній відстані, розділеній на швидкість розповсюдження радіосигналу.

Азимут цілі β — це кут між вертикальною площиною, яка проходить через ціль M , і початковим напрямком відліку. Азимут називають істинним пеленгом цілі, якщо відлік проводиться від північного напрямку меридіана ON (вимірюється по годинниковій стрілці від нуля (напряму на північ)), або курсовим кутом, якщо за напрямок відліку приймають поздовжню вісь літака чи діаметральну площину корабля.

Кут місця ε — кут між напрямком на ціль OM і його проекцією OM' на горизонтальну площину. Разом зі сферичною системою координат, у радіолокації використовують також циліндричну систему з координатами: горизонтальна дальність R , азимут β і висота H . Горизонтальна дальність є проекцією лінії похилої дальності OM на горизонтальну площину. Висота цілі H дорівнює довжині перпендикуляра, опущеного з M на горизонтальну площину [4].

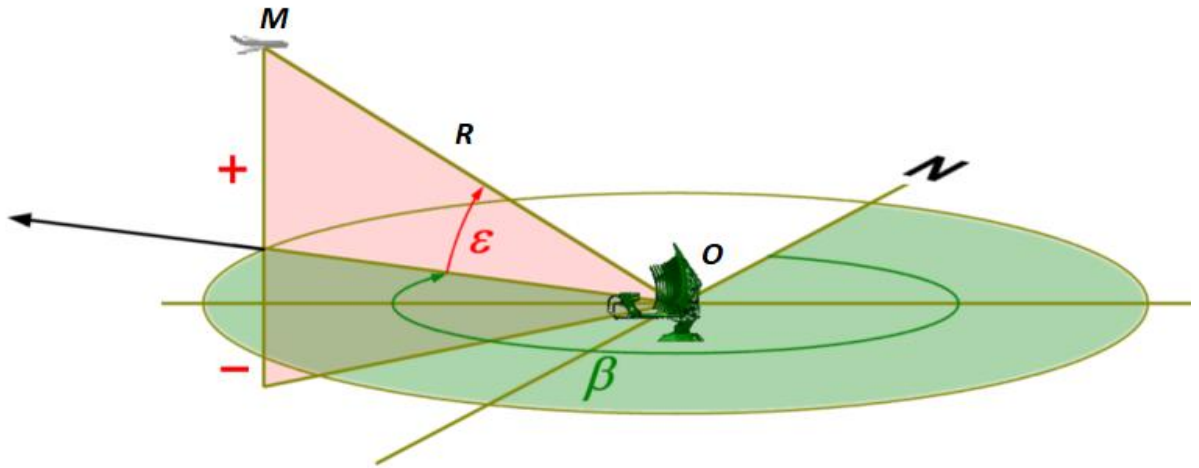


Рисунок 1.3 – Координати цілі

Для визначення кутових координат використовуються декілька методів:

- Сканування уздовж відповідної координати вузьким променем з подальшим визначенням положення антени, що відповідає максимальній потужності відбитого сигналу.
- Моноімпульс. Метод вимірювання радіолокаційною станцією кутових координат об'єкта, оснований на використанні залежності амплітуди або фази відбитих ним сигналів, одночасно прийнятих по декількох просторовим каналам.
- Метод синтезованої апертури. Якщо РЛС і ціль рухаються відносно один одного з відомою швидкістю (наприклад, РЛС розташована на борту літака, а ціль нерухомо стоїть на землі), доплерівський зсув частоти прийнятого сигналу залежить від кутової координати цілі.

Таким чином, вимірювання доплерівського зсуву дозволяє визначити цю координату.

1.1.3 Методи огляду контрольної зони

Огляд простору – це режим роботи РЛС, у процесі якого вирішуються задачі виявлення цілей і вимірювання їх координат у кожному елементі розділення заданої області простору. Радіолокаційне спостереження проводять у певній області простору, яку називають робочою зоною або зоною огляду РЛС.

Зона виявлення (активних) РЛС – область повітряного простору, в межах якої всі повітряні об'єкти з певною ефективною поверхнею розсіювання виявляються з імовірністю не менше заданої.

Інформацію про наявність цілей у різних елементах розділення робочої зони одержують у процесі огляду цих елементів. Послідовність і час огляду різних елементів визначаються способом (програмою) огляду робочої зони, яка використовується, її вибір залежить від призначення РЛС.

За режимом огляду простору радіолокаційні (пеленгаційні) станції розділяються на:

- послідовного огляду;
- паралельного;
- кругового;
- секторний;
- спірального;
- кадрового.

При паралельному огляді прийом і обробка сигналів цілі відбувається відразу, коли об'єкт з'явився в робочій зоні. Перевагою систем паралельного огляду є висока швидкість одержання радіолокаційної інформації про цілі, які

знаходяться в робочій зоні, недоліком – велика технічна складність реалізації в порівнянні з системами послідовного огляду.

Послідовний огляд простору відбувається шляхом руху променя РЛС в режимі розгортки. Він може здійснюватися двома способами:

1. За жорсткою програмою, коли промінь антени РЛС переміщується незалежно від результатів (детермінований).
2. За гнучкою програмою, коли методика огляду змінюється залежно від попередніх результатів (адаптивний, програмний огляд).

У першому випадку програма огляду не залежить від проміжних даних радіолокаційного спостереження, у другому випадку вона (порядок, час огляду різних елементів робочої зони) автоматично змінюється в залежності від результатів попередніх етапів огляду.

В основному в РЛС використовують послідовний огляд, при якому ДС антени відхиляється в межах визначеного сектора огляду. У залежності від характеру руху променів у просторі розрізняють круговий, секторний, спіральний і кадровий огляди. Огляд може виконуватись у двох площинах (за двома кутовими координатами), його іноді називають растровими.

Під час кругового огляду основний (або декілька) промінь ДС антени повністю перекриває зону огляду за однією кутовою координатою (частіше кут місця) і виконує розгортальний рух за іншою, в доступних межах огляду (для азимутальної площини 360°). Круговий огляд виконується обертанням антени з постійною кількістю обертів за хвилину.

Секторний огляд відрізняється від кругового тим, що промінь антени здійснює періодичний рух у границях обмеженого сектора.

Спіральний метод огляду є комбінацією обертання ДС з одночасною зміною кута місця. При цьому здійснюється швидке переміщення вузького променя по спіралі навколо осі (точки розташування РЛС).

Кадровий огляд досягається шляхом швидкого хитання променя антени радіолокатора за однією кутовою координатою і повільного хитання за іншою.

Керування рухом ДС антени при великих кутах сканування в основному здійснюється шляхом механічного хитання або обертання всієї антенної системи, а сканування в невеликих межах – шляхом хитання або обертання опромінювача або рефлектора антенної системи.

Багатоканальний огляд простору. Завдання трикоординатного кругового огляду вирішується комбінацією паралельного багатоканального огляду за кутом місця з послідовним оглядом за азимутом. У таких РЛС антена формує діаграму спрямованості, яка має декілька пелюсток ширина яких $\Delta\epsilon$, що перекривають весь заданий діапазон огляду за кутом місця (рис. 1.4). При повороті антени в горизонтальній площині відбувається одночасний огляд за кутом місця і послідовний – за азимутом. Сигнали приймаються по окремих каналах та обробляються автономними приймачами.

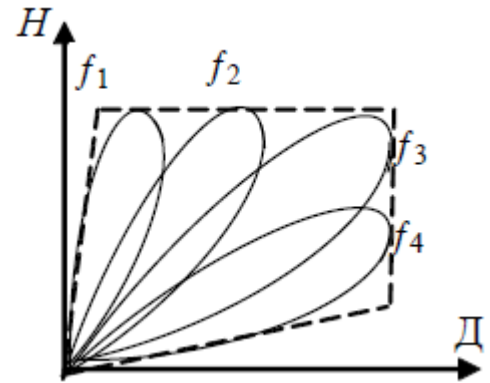


Рисунок 1.4 – Одночасний огляд всього сектору

1.2 Моноімпульсна радіопеленгація

Метод вимірювання радіолокаційною станцією куткових координат об'єкта (визначення пеленгу), оснований на використанні залежності амплітуди або фази прийнятого одночасно по декількох просторових каналах одиночного (відбитого або перевипроміненого об'єктом) імпульсного сигналу від напрямку його приходу [5].

Хоча визначення напрямку на об'єкт відбувається за одиничним імпульсом, але аналогічним чином може здійснюватися пеленгація і за допомогою РЛС безперервного випромінювання. Даний метод часто використовується в РЛС супроводу. Основна перевага цього методу перед іншими методами радіолокації, які засновані на обробці безперервних або декількох послідовно прийнятих імпульсних сигналів, полягає в більш високій точності вимірювань (помилки знижуються до десятих часток кутової хвилини). Це є наслідком

нечутливості моноімпульсних РЛС (МРЛС) до флуктуацій амплітуди прийнятих сигналів. Однак реалізація МРЛС пов'язана з додатковим ускладненням приймального тракту - з необхідністю використання декількох приймальних каналів (в зв'язку з чим цей метод отримав також назву багатоканального).

1.2.1 Види МРП/МРЛС

Основними елементами МРЛС є кутовий датчик і кутовий дискриміна-тор. Кутовий датчик призначений для отримання кутовий інформації з прийнятого сигналу, і в залежності від способу пеленгування може бути 3 типів: амплітудним, фазовим або амплітудно-фазовим. Кутовий дискриміна-тор виконує порівняння прийнятих каналами кутового датчика сигналів. За видом використовуваного в ньому інформативного параметра також розрізняють 3 типи дискриміна-торів: амплітудний, фазовий і сумарно-різнице-вий. Залежно від комбінації типів кутового датчика і кутового дискриміна-тора можливі 9 класів різних моноімпульсних систем. Найбільш часто використовуваними на практиці є 4 з них: амплітудно-амплітудна, фазово-фазова, амплітудна сумарно-різницева і фазова сумарно-різницева [6].

Процес визначення кутового положення цілі в кутовому дискриміна-торі зводиться до виділення реальної частини відношення сигналів в каналах прий-мача, однозначно пов'язаної з кутом приходу хвильового фронту. Ця функція $S(\theta)$ називається **пеленгаційною характеристикою**. Для успішного визна-чення напрямку на ціль вона повинна відповідати таким вимогам:

- бути непарною функцією кута приходу сигналу;
- бути лінійною при малих відхиленнях цілі від рівносигналь-ного напрямку (такого напрямку, отримання сигналу з якого викликає од-накові сигнали в каналах кутового датчика).

При цьому для кількісного опису швидкості зміни сигналу на виході дис-криміна-тора вводять поняття крутизни пеленгаційної характеристики μ .

Залежно від типу кутового дискримінатора для побудови пеленгаційної характеристики може використовуватися мультиплікативна функція кута (1.4) для амплітудного або фазового дискримінатора:

$$r(\theta) = \frac{\hat{E}_1(\theta)}{\hat{E}_2(\theta)} \quad (1.4)$$

Або адитивна (1.5) для сумарно-різницевого дискримінатора:

$$r(\theta) = \frac{\hat{E}_1(\theta) - \hat{E}_2(\theta)}{\hat{E}_1(\theta) + \hat{E}_2(\theta)} \quad (1.5)$$

де $\hat{E}_1(\theta), \hat{E}_2(\theta)$ - комплексні амплітуди сигналів на виході каналів кутового датчика.

При визначенні однієї кутової координати методом порівняння амплітуд для прийому сигналів використовуються два ідентичних приймальних канали і антена з двома максимумами діаграми спрямованості (або дві ідентичні антени), які утворюють між собою деякий кут. Детальніше амплітудні методи пеленгації будуть описані в наступному розділі.

Для визначення однієї кутової координати об'єкта методом порівняння фаз використовується система з двох антен, рознесених на відстань l (база). Сигнал від об'єкта приходить до антен зі зсувом фази:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} l \sin \theta \quad (1.6)$$

де λ - довжина хвилі,

θ - кут між напрямком на об'єкт та нормаллю до бази.

Прийняті сигнали після підсилення надходять в фазометр, який визначає різницю фаз, що характеризує напрямок на об'єкт в одній площині.

Для визначення двох кутових координат об'єкта (в ортогональних площинах) в МРЛС з амплітудним або фазовим порівнянням сигналів повинні використовуватися мінімум 3 (зазвичай 4) приймальних канали.

Для забезпечення кутового супроводу об'єкта, з визначення кутових координат в двох ортогональних площинах, за допомогою тільки двох діаграм спрямованості, спільно використовується фазове і амплітудне порівняння сигналів. Інформація про кутове положення об'єкта в одній площині отримується шляхом порівняння фаз, за допомогою двох окремих антен, розташованих поруч. А в іншій площині - методом порівняння амплітуд, шляхом відхилення діаграм спрямованості цих антени в різних напрямках. Такий метод отримав назву змішаного амплітудно-фазового методу порівняння сигналів.

Моноімпульсні РЛС з порівнянням фаз прийнятих сигналів на практиці застосовуються рідше, ніж МРЛС з порівнянням амплітуд сигналів. Це зумовлено негативним впливом на якість їх роботи бічних пелюсток ДС, властивих реальним антен, і менш ефективним використанням загального розкриття антени.

Отже, завдяки високій точності вимірювання координат в моноімпульсних РЛС та простоті їх реалізації, вони широко застосовуються в сучасній радіолокації.

1.2.2 Антени моноімпульсних систем

Як антен можуть використовуватися параболічні, лінзові, спіральні, а також фазовані антенні решітки.

У сумарно-різницевих системах для отримання сумарного і різницевого сигналів використовується опромінювач, який формує необхідний амплітудно-фазовий розподіл поля для опромінення апертури антени при передачі і необхідні приймальні діаграми в кожному з

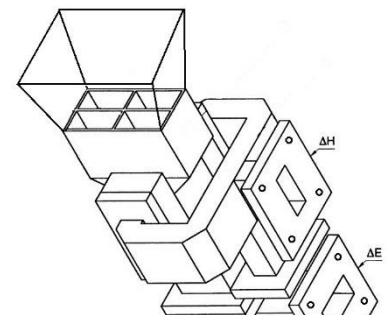


Рисунок 1.5 – Хвилевідний опромінювач

каналів. Можуть застосовуватися рупорні (рис. 1.5), щілинні, хвилевідно-вібраторні опромінювачі.

Найпростішим є 4-рупорний опромінювач, що забезпечує синфазне складання сигналів всіх рупорів при формуванні сумарного сигналу і протифазне для верхньої-нижньої і лівої-правої пар рупорів при формуванні різницевих. Його недоліками є низька пеленгаційна чутливість внаслідок широкої ДС опромінювача і високі бічні пелюстки. Подальшим розвитком 4-рупорного є 8-рупорний і 12-рупорний випромінювачі. У них сумарний сигнал як і раніше формується тими ж чотирма центральними рупорами, а для отримання різницевих додані додаткові бічні пари рупорів. Знаходять застосування також хвилевідно-рупорні опромінювачі з використанням декількох типів хвиль - багатохвильові. Найпростіший опромінювач такого типу являє собою згорнутий в магнітній площині подвійний хвилевідний трійник [7].

У фазованих антенних решітках для формування парціальних діаграм спрямованості використовуються діаграмоформуючі схеми живлення окремих елементів решітки.

2 АМПЛІТУДНІ МЕТОДИ ПЕЛЕНГАЦІЇ

В амплітудних одноканальних радіопеленгаторах для визначення напрямку на джерело радіохвиль використовуються спрямовані властивості антен. Найбільш часто застосовуються методи: максимуму, мінімуму, рівносигнальний або сумарно-різницевий метод. Амплітудні радіопеленгатори вимірюють кут неузгодженості θ (в горизонтальній і/або вертикальній площинах рівний α_0 або β_0) між напрямком на ціль і опорним напрямком (ОпН) [8]. Відлік θ здійснюється за кутом повороту антени в момент співпадіння з напрямком на ціль, який визначається вибраним методом.

2.1 Метод максимуму

При використанні даного методу радіопеленгації, напрямок на ціль $\theta_{ц}=\theta$ відраховується по куту повороту ДС антени $F_A(\theta)$ (рис. 2.1) в момент максимуму напруженості відбитого сигналу на виході приймача, коли максимум головної пелюстки ДС співпадає з напрямком на джерело випромінювання (точка М). Залежність амплітуди вихідної напруги приймача $U_{вих}$ від кута повороту антени називається пеленгаційною характеристикою $S(\theta)$. Якщо амплітудна характеристика приймача є лінійною, то пеленгаційною характеристикою за формою збігається з діаграмою направленості антени (2.1).

$$S(\theta) = k \cdot F_A(\theta) \quad (2.1)$$

де $S(\theta)$ - пеленгаційна характеристика;

$F_A(\theta)$ - діаграма спрямованості антени;

k – коефіцієнт пропорційності.

Слід зазначити, що в залежності від того чи працює антена тільки на прийом або на передачу і прийом форма пеленгаційної характеристики змінюється.

Існує поняття пеленгаційної чутливості, яке визначає на скільки змінюється напруга на виході приймача при заданій зміні кута, тобто наскільки мале

відхилення кута може зареєструвати пеленгатор. Кількісною мірою пеленгаційної чутливості є крутизна пеленгаційної характеристики (2.2), що має наступний запис:

$$\mu = \left| \frac{dS(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} \quad (2.2)$$

Крутизна визначає пеленгаційну чутливість системи: чим більше значення μ , тим менша величина кутового відхилення цілі може бути зареєстрована.

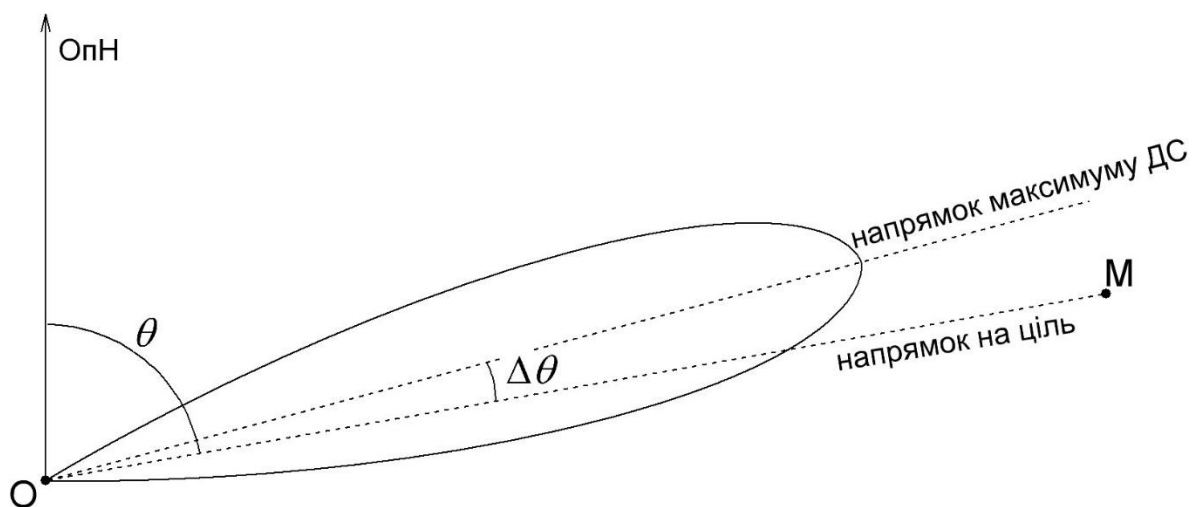


Рисунок 2.1 – Метод максимуму

$\Delta\theta$ – кут відхилення максимуму діаграми спрямованості антени від напрямку на ціль (кут помилки).

Пеленгація методом максимуму здійснюється в режимі огляду простору («на проході»), коли промінь антени сканує. При фіксації моменту максимуму, кутову координату цілі можна відряхувати в цифровому кодї за сигналами датчиків кута повороту, встановлених на валу антени.

Точність пеленгаторів, що реалізують метод максимуму, визначається шириною головної пелюстки ДСА. Похибка пеленгації тим менше, ніж вужча ДС і чим гостріше її максимум. Якщо пеленгатор визначає кутову координату на проходї, тобто без зупинки антени, то при імпульсному сигналі і постійній

кутовій швидкості Ω_A сканування ДС антени, пеленгація методом максимуму зводиться до фіксації часу запізнення максимуму огинаючої пачки сигналів відносно опорного імпульсу, який формується при проходженні антеною опорного напрямку (для азимутальних вимірів опорним напрямком найчастіше є N - North). Оцінка пеленгу на ціль рівна $\Omega_A \cdot \tau_{oc}$.

Основними перевагами методу максимуму є простота як технічної реалізації, так і сам процес пеленгації, а також велике співвідношення сигнал/шум під час вимірювань, а отже і велика дальність дії. Завдяки цьому метод широко застосовується в практиці радіолокації, особливо в РЛС обзору.

Недолік: відносно низька точність пеленгації.

2.2 Метод мінімуму

Під час пеленгації з використанням методу мінімуму кутові координати цілі визначаються за напрямком мінімуму пеленгаційної характеристики (рис 2.2). Пеленг відряховується коли амплітуда на виході приймача досягає свого найменшого значення, тобто напрямок мінімуму ДС співпадає з напрямком на ціль.

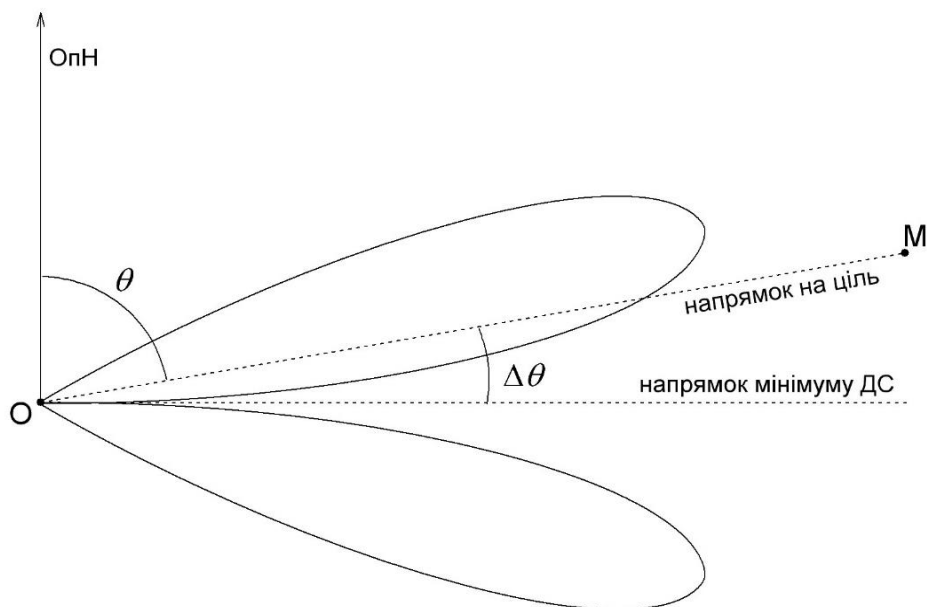


Рисунок 2.2 – метод мінімуму

Перевагою даного методу є більш висока точність в порівнянні з методом максимуму, так як в області нульового сигналу крутизна пеленгаційної характеристики може бути значно вищою ніж в області максимуму сигналу. Хоча метод, за допомогою відносно простих засобів, дає доволі точні результати, але самостійно використовується не надто часто, тому що при орієнтації пеленгатора на ціль майже відсутній сигнал, що виключає можливість вимірювання відстані.

Недоліки: низька завадозахищеність та відсутність можливості вимірювання відстані.

На рис. 2.3 зображено спрощену структурну схему амплітудного пеленгатора (метод максимуму або мінімуму).



Рисунок 2.3 – Структурна схема амплітудного пеленгатора

2.3 Рівносигнальний метод

Визначення кутових координат цілі рівносигнальним методом ґрунтується на порівнянні амплітуд сигналів, прийнятих від одного джерела двома антенами, однакові ДС яких розходяться під деяким кутом 2α , перетинаються в просторі та цим утворюють напрямок рівних сигналів (рис. 2.4). Пеленг відраховується коли амплітуди сигналів з двох каналів прийому рівні між собою.

Нехай сигнал що поступає на вхід системи визначається (2.3).

$$\hat{E}(t) = E_m e^{j\omega t} \quad (2.3)$$

Тоді при відхиленні цілі від рівносигнального напрямку на кут $\Delta\theta$ прийняті сигнали будуть визначатися виразами (2.4):

$$\begin{aligned} \hat{E}(t, \theta) &= E_m F(\theta_0 - \Delta\theta) e^{j\omega t} \\ \hat{E}(t, \theta) &= E_m F(\theta_0 + \Delta\theta) e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (2.4)$$

При знаходженні цілі на рівносигнальному напрямку, значення сигналів будуть однакові.

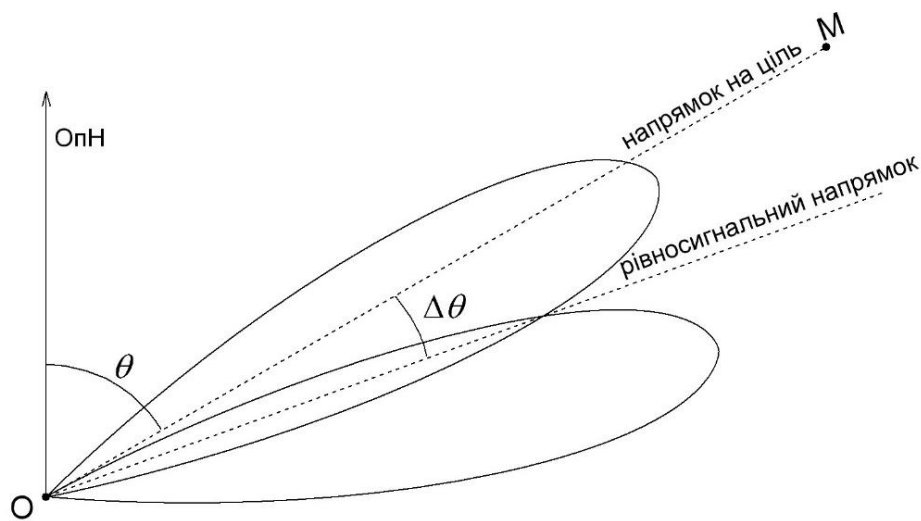


Рисунок 2.4 – Рівносигнальний метод

В найпростішому випадку пеленгація здійснюється наступним чином. Нехай антенна система складається з двох однакових антен і кут між напрямками максимуму їх ДС дорівнює 2α . Сигнали відбиті від цілі (випромінені нею) приймаються по черзі, то на одну, то на іншу антену. Антени перемикаються спеціальним вхідним перемикачем.

Точність пеленгаторів, що реалізують рівносигнальний метод, залежить від форми ДСА і рівня перетину ДС на рівносигнальному напрямку, тобто від кута відхилення максимуму діаграми спрямованості від рівносигнального напрямку). Тому перетин діаграм спрямованості по потужності виконують приблизно на рівні 0.33-0.5.

Основними перевагами даного методу є більш висока точність ніж при методі максимуму, а також можливість визначення сторони відхилення цілі від рівносигнального напрямку, при цьому не втрачається змога вимірювання відстані. Тому метод широко застосовується в практиці радіолокації, як в режимі ручного, так і автоматичного супроводу цілі.

Недолік: складність реалізації, точність нижча ніж при застосуванні методу мінімуму (компроміс між методом максимуму та мінімуму).

2.4 Сумарно-різницевий

Основною особливістю є формування сумарного та різницевого сигналу (каналу/діаграм спрямованості антени) за допомогою перетворювачів, які виконують операції суми та різниці над ВЧ сигналами (рис. 2.5). Можна сказати, що система одночасно реалізує методи розглянуті вище, та використовує їх переваги, виконується одночасний прийом сигналу різними ДС.

Сигнали на виході приймача сумарно-різницевого пеленгатора (2.5), при лінійності пеленгаційної характеристики і невеликих кутових відхиленнях, мають вигляд:

$$\begin{aligned}\hat{u}_{\Sigma}(t, \theta) &= \hat{E}_1(t, \theta) + \hat{E}_2(t, \theta) \approx E_m F(\theta_0) e^{j\omega t} \\ \hat{u}_{\Delta}(t, \theta) &= \hat{E}_1(t, \theta) - \hat{E}_2(t, \theta) \approx E_m F(\theta_0) \mu \cdot \theta \cdot e^{j\omega t}\end{aligned}\quad (2.5)$$

Інформація про напрямок на ціль визначається з амплітуди різницевого сигналу, за напрямком її мінімуму. Так як, якщо різниця між сигналами рознесених у просторі ДС антени мінімальна, то ціль знаходиться на рівносигнальному напрямку. Сигнал на виході даного каналу збільшується, коли має місце розбаланс, який викликаний зміщенням цілі відносно осі.

Різницевий сигнал також змінюється по фазі на 180° при зміні положення цілі з одного боку на інший.

Сумарний сигнал використовується як опорний при нормуванні різницевого. Нормування дозволяє усунути вплив тимчасових флуктуацій амплітуди прийнятого сигналу, яка може змінюватись в широких межах, на кінцевий

результат (чутливість виміру кутових координат). Крім того, сумарний сигнал використовується при початковому виявленні цілі та виявленні на фоні перешкод, визначенні її дальності і швидкості. А різницевий канал використовується для більш точного визначення кутових координат цілі.

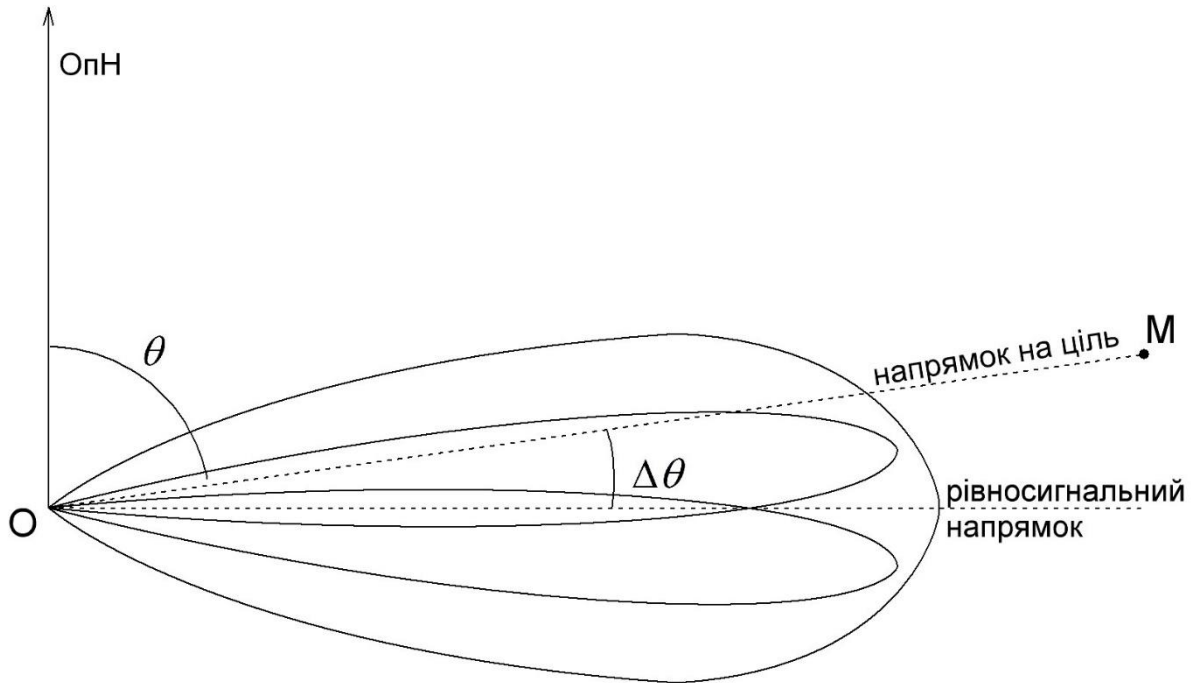


Рисунок 2.5 – Сумарно-різницевий метод

В якості кутового дискримінатора виступає амплітудний детектор, сигнал на його виході визначається:

$$S(\theta) = \frac{\hat{u}_{\Delta}}{\hat{u}_{\Sigma}} \approx \mu\theta \quad (2.6)$$

де \hat{u}_{Σ} - сумарний сигнал,

\hat{u}_{Δ} - різницевий сигнал,

μ - коефіцієнт пропорційності.

Сумарно-різницевий кутівий дискримінатор менш вимогливий до ідентичності характеристик приймальних каналів і тому знаходить більш широке застосування.

Трьох канална амплітудна сумарно-різницева система, що містить два різницевого каналу (для двох площин пеленгування) і сумарний, загальний для обох площин, найбільш широко використовується.

На рис. 2.6 зображено пеленгаційні характеристики сумарно-різницевого пеленгатора.

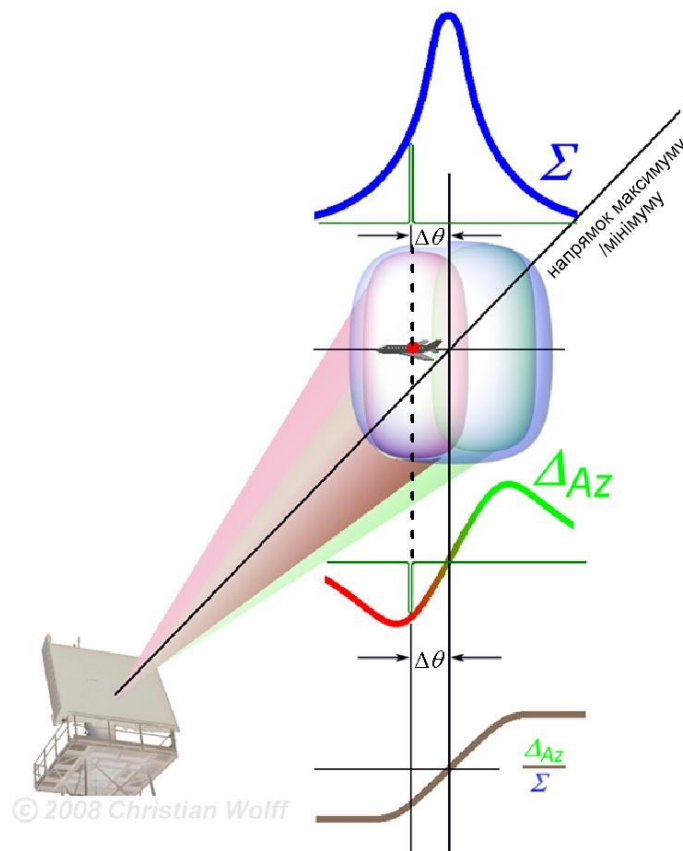


Рисунок 2.6 – Характеристики сумарно різницевого пеленгатора

Ще однією критично відмінністю є те, що обробка сигналів (їх порівняння, додавання і віднімання) проводиться до їх підсилення, безпосередньо на виході антени. Таким чином, прийнятий високочастотний сигнал

попередньо піддається перетворенню, яке може проводитися як в амплітудних, так і в фазових системах пеленгації.

Пеленгацію за допомогою даного методу можна реалізувати в два етапи:

- спочатку система проводить огляд простору за допомогою сумарного каналу та при виявленні цілі визначає приблизний напрямок на неї, та орієнтується по ньому;
- далі за допомогою різницевого каналу визначаються точні кутові координати цілі.

Така реалізація дає високу швидкість визначення пеленгу на ціль як в ручному так і автоматичному режимах.

На рисунку 2.7 зображено узагальнену структурну схему сумарно-різницевого радіопеленгатора.

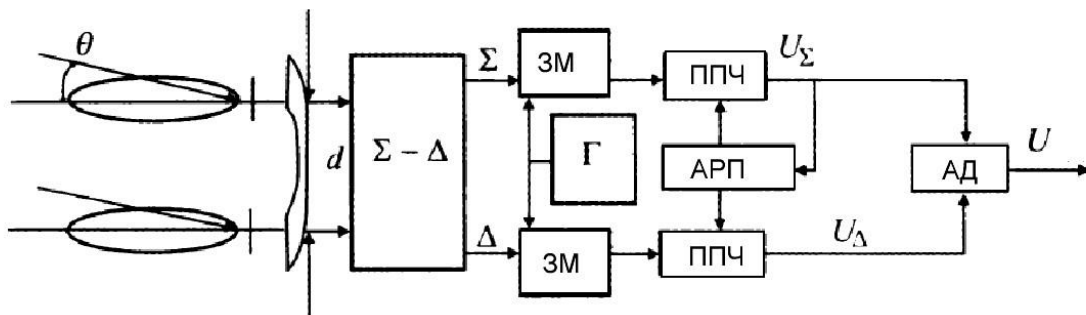


Рисунок 2.7 – Структурна схема сумарно-різницевого пеленгатора

За рахунок антено-фідерного тракту формується сумарний та різницевий канал (сигнал), який після цього переноситься на проміжну частоту за допомогою ЗМ (змішувача) та підсилюється в ППЧ (підсилювач проміжної частоти). АД (амплітудний кутовий датчик) визначає кут напрямку на об'єкт.

Для нормування сигналів використовується блок АРП (автоматичного регулювання підсилення) за сумарним сигналом, тому коефіцієнти ППЧ змінюються обернено пропорційно до сумарного сигналу.

Переваги: висока точність, відносно проста реалізація, швидкодія, можливість вимірювання відстані та швидкості цілі.

Недолік: необхідність створення декількох каналів прийому (в залежності від задачі).

2.5 Висновок

Отже, кожен метод, розглянутий нами вище, повністю розкриває свій потенціал в певних умовах, і використовується для вирішення чітко поставленого завдання. Також можна сказати, що для побудови раціональної системи радіолокації (пеленгації) визначальним є, те, як точно проаналізовані умови, в якій буде працювати пристрій, а також задачі, які він буде виконувати.

Сумарно-різницевий метод, по суті, має переваги розглянутих вище методів пеленгації, та мінімізує їх недоліки. Він є найбільш універсальним та оптимальним методом в радіолокації, так як має високу точність, швидкодю, при відносно простій технічній реалізації. та може використовуватись як для активної, так і для пасивної радіолокації та пеленгації.

3 СИНТЕЗ ПЕЛЕНГАТОРА НА ОСНОВІ СУМАРНО-РІЗНИЦЕВОГО КАНАЛУ

Після аналізу теоретичної частини, викладеної вище, можна прийти до деяких висновків стосовно реалізації поставленої задачі. А саме розробки високоточного радіопеленгатора, для визначення однієї кутової координати в обмеженому секторі (приблизно 30° азимутальної площини) для діапазону частот “Х” – 8-10 ГГц.

Було обрано сумарно-різницевий метод пеленгації, так як він дає доволі гарні результати, при відносно не складній технічній реалізації.

3.1 Структурна схема сумарно-різницевого пеленгатора

На рисунку нижче (рис. 3.1) приведена загальна структурна схема активного пеленгатора з використанням сумарно-різницевого методу пеленгації (для однієї кутової координати).

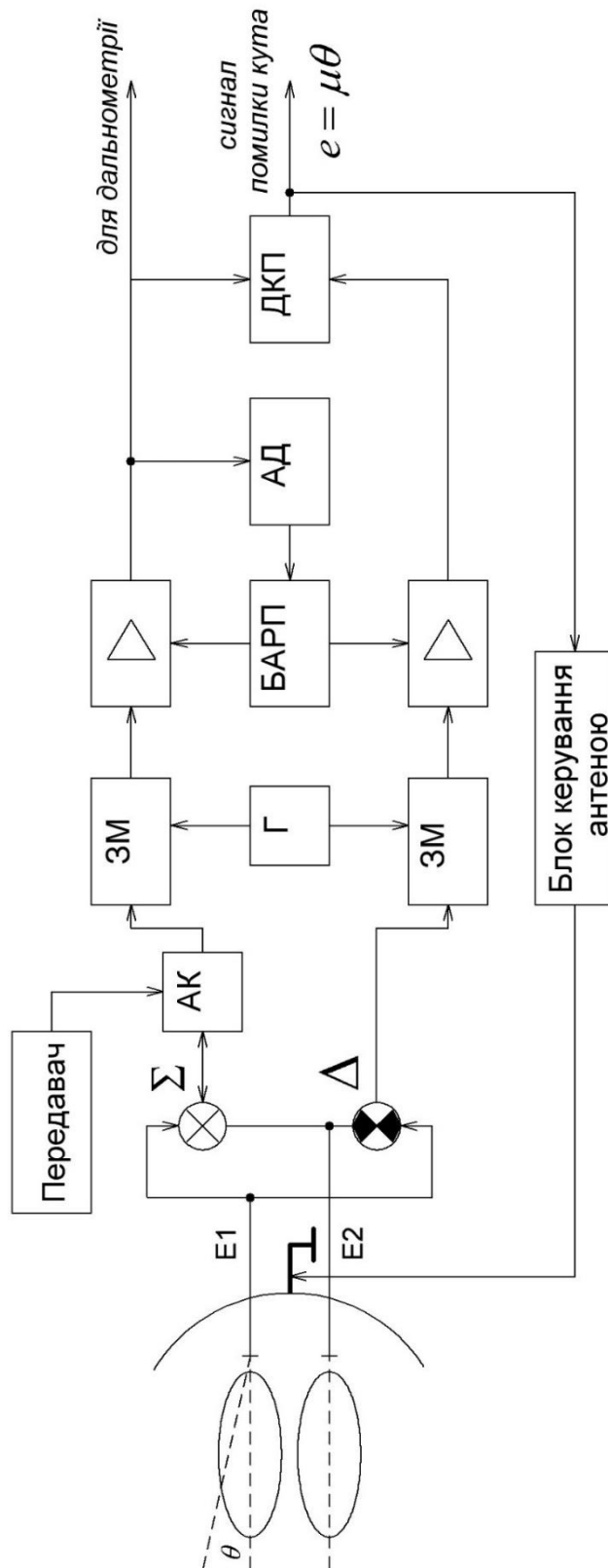


Рисунок 3.1 – Структурна схема пеленгатора з використанням сумарно-різницевого методу

3.2 Опис структурної схеми та принципу роботи пеленгатора

Пеленгатор складається з антени зі зміщеними відносно фокуса двома опромінювачами, що дозволяє формувати дві діаграми спрямованості, напрямки максимумів яких зміщені на деякий кут щодо осі антени.

Далі з сигналів прийнятих антеною формується сумарний $\hat{E}_1 + \hat{E}_2$ та різницевий $\hat{E}_1 - \hat{E}_2$ сигнали. Різницевий сигнал дорівнює нулю, коли ціль знаходиться на рівносигнальному напрямі (оптичній осі антенної системи), та збільшується по амплітуді, коли ціль зміщується відносно даного напрямку. Також цей сигнал змінюється по фазі ϕ на 180° при зміні положення цілі з одного боку на інший. Сумарний сигнал є максимальним при наведенні на ціль, та зменшується при зміні її положення. Самі пристрої віднімання та додавання розташовані в опромінювачі, що збільшує точність пеленгації, ніж при виконанні цих операцій на виходах приймальних пристроїв.

Сумарний та різницевий сигнал переносяться на проміжну частоту за допомогою змішувачів (ЗМ) та гетеродину (Γ), який забезпечує збереження фази при перетворенні. Потім обидва сигнали підсилюються. Вихідний сумарний сигнал використовується при виявленні цілі, та може використовуватись для визначення відстані до цілі (при активній радіолокації). Також сигнал сумарного каналу використовується для автоматичного регулювання підсилення всіх каналів підсилювача проміжної частоти, для цього використовується амплітудний детектор (АД) та блок автоматичного регулювання підсилення (БАРП).

АРП підтримує постійну чутливість слідкування по куту, не зважаючи на те що прийнятий сигнал може коливатись в широкому динамічному діапазоні, також вона потрібна для стабільного автоматичного слідкування по куту.

Сумарний сигнал з блоку підсилювачів проміжної частоти також використовується як опорний для детекторів кутової помилки (ДКП), які формують вихідний сигнал помилки слідкування по кутовим координатам. Ці детектори,

по суті являються пристроями скалярного добутку, які формують вихідну напругу (3.1):

$$e = \frac{\Sigma \cdot \Delta}{|\Sigma| \cdot |\Delta|} \cos(\varphi) = \pm \mu \theta \quad (3.1)$$

де e - вихідна напруга детектора,

$|\Sigma|$ - модуль сигналу сумарного каналу,

$|\Delta|$ - модуль різницевого сигналу,

φ - різниця фаз між різницеvim та сумарним сигналами,

μ - коефіцієнт,

θ - кут відхилення цілі (кут між напрямком на ціль і рівносигальним напрямком).

В правильно відрегульованій РЛС φ приймає тільки два значення: 0 і 180°. Задачею ДКП є визначення правильної полярності сигналу помилки, плюс «+» відповідає 0°, мінус «-» відповідає 180°. Це надає вихідному сигналу детектора кутової помилки інформацію про напрямок відхилення цілі від осі антени. В імпульсних РЛС супроводу вихідним сигналом ДКП є біполярний відеоімпульс, амплітуда якого пропорційна кутовій помилці (куту відхилення цілі від рівносигального напрямку), а полярність відповідає знаку помилки.

Як детектор кутової помилки для формування скалярного добутку можуть використовуватись різні пристрої, найчастіше це фазовий детектор.

В активному радіопеленгаторі або радіолокаторі в тракці сумарного каналу, після пристрою який його формує і перед підсилювачем проміжної частоти, включається антенний комутатор (АК), до якого підключений передавач. В залежності від того працює РЛС в даний момент на прийом чи на передачу, комутатор перемикається між трактами.

Також в систему радіопеленгатора входить блок керування антеною, на вхід подаються сигнали кутовою помилки, з яких на виході блок формує сигнали управління антеною для її наведення на ціль. Антена може направлятись

на ціль як фізичним поворотом конструкції, так і поворотом лише діаграми спрямованості антени. Поворот лише ДС, без руху самої антени, може здійснюватися у фазованих антенних решітках (ФАР) за допомогою зміни фаз сигналів на елементах решітки за деяким алгоритмом, так зване електронне керування ДС антени. В інших випадках може здійснюватися як механічний поворот всієї антени або навіть блоку РЛС, так і поворот лише опромінювача.

Для реалізації пеленгатора для визначення двох кутових координат, потрібно створити ще мінімум один прийомний канал в іншій площині, з якого за такою ж схемою як на рисунку 3.1 формується різницевий канал для цієї площини та загальний сумарний для двох площин.

4 РОЗРОБКА АНТЕННОЇ СИСТЕМИ ПЕЛЕНГАТОРА

4.1 Антени в радіопеленгаційних системах

Так як для роботи точних сумарно-різницевого пеленгатора необхідно сформувати декілька вузько-направлених діаграм спрямованості антени (каналів) в одній або двох площинах, то до антен таких систем ставлять високі вимоги. Тому застосування антен з простими конструкціями та посередніми характеристиками, в тому числі багатоканальних хвилевідно-рупорних, не буде задовольняти умови для коректної роботи пеленгатора.

Отже для проектування сумарно-різницевої систем необхідно використовувати антени з вузькими діаграмами спрямованості та високими коефіцієнтами підсилення, а також необхідно звертати увагу на можливість побудови багатопрменевої діаграми спрямованості.

Для вирішення поставлених задач чудово підходять:

- дзеркальні антени;
- фазовані антенні решітки (ФАР).

Дзеркальні антени - антени, у якій електромагнітне поле в розкритті утворюється за рахунок відбиття електромагнітної хвилі від металевої поверхні спеціального дзеркала (рефлектора). Як джерело хвилі зазвичай виступає невеликий випромінювач, який знаходиться у фокусі дзеркала. В його ролі може бути будь-яка інша антена з фазовим центром, що випромінює сферичну хвилю, також може використовуватись декілька опромінювачів одночасно. Основна задача дзеркальних антен зводиться до перетворення сферичного або циліндричного фронту хвилі в плоский.

Основні переваги використання дзеркальних антен в радіолокації:

- вузький головний пелюсток ДС, та низькі бічні;
- високий коефіцієнт підсилення;
- дешевизна;

- можливість опромінення декількома випромінювачами одночасно, що дає змогу побудови спеціальних діаграм спрямованості.

Існує велика кількість дзеркальних антен, які застосовуються в радіолокації. Їх конструкції проектуються в залежності від поставлених задач, тобто даний вид антен є досить варіативним для використання.

ФАР – антена, що складається з деякої кількості елементів, що випромінюють (одиначних антен), орієнтованих в просторі в деякому порядку. Напрямок випромінювання ФАР та форма її ДС регулюється зміною амплітудно-фазового розподілу струмів або полів на її елементах.

Переваги використання ФАР в радіолокації:

- гнучкість та швидкість зміни ДС (електронне керування діаграмою);
- можливість створення дуже вузько-направленої ДС;
- багатофункціональність;
- можливість побудови спеціальних діаграм спрямованості.

4.2 Визначення основних параметрів дводзеркальної антена Касегрена

Багато-дзеркальні антени. У додаванні допоміжного дзеркала в системі параболічної дзеркальної антени є свої переваги і недоліки. Форма допоміжного дзеркала визначає розподіл потужності по поверхні головного дзеркала і тим самим забезпечує деякий контроль над амплітудою в додаток до контролю фази апертури, що дозволяє знижувати бічні втрати або створювати поле випромінювання з низьким рівнем розподілу по бічних пелюстках. Шляхом вибору відповідної форми додаткового дзеркала можна збільшити фокусну відстань таким чином, щоб встановити опромінювач практичного або допустимого розміру. Такі конструкції іноді потрібні для роботи в моноімпульсному режимі.

Дводзеркальні антени, побудовані аналогічно оптичному телескопу Касегрена, в даний час широко застосовують в радіолокації для формування голкоподібних ДС, а також для формування багатопроменевих (моноімпульсних) ДС. Антени цього типу мають малі осьові розміри і дозволяють створювати різноманітні конструкції опромінювачів і ліній передачі. У деяких випадках всю хвилевідну систему, пов'язану з опромінювачем, можна розмістити позаду основного дзеркала, ближче до приймача/передавача, що мінімізує втрати в лініях передачі. Це також спрощує загальну конструкцію антени та її систему точного позиціонування [9].

Існує також подвійна дзеркальна антена Грегорі схожа на антену Касегрена, але використовує еліпсоїдальне вторинне дзеркало замість гіперболоїда, що призводить до подовження всієї системи дзеркал (уздовж фокальної осі).

4.2.1 Принцип роботи

Роботу антени пояснює схема на рисунку 4.1. Антена складається з параболічного основного дзеркала і гіперболічного додаткового дзеркала, яке розташоване між фокусом і вершиною основного дзеркала. Один фокус гіперболічного дзеркала збігається з фокусом основного дзеркала. Опромінювач розташовується в іншому фокусі додаткового дзеркала, параметри якого визначають також фокальну відстань для всієї антенної системи. Передбачається, що додаткове дзеркало розташоване в дальній зоні випромінювача. Сферичні хвилі, випромінені опромінювачем, після відбиття від додаткового дзеркала потрапляють на основне дзеркало. Хвилі, які падають на основне дзеркало, також є сферичними, випроміненими ніби з уявного фокусу гіперболічного дзеркала.

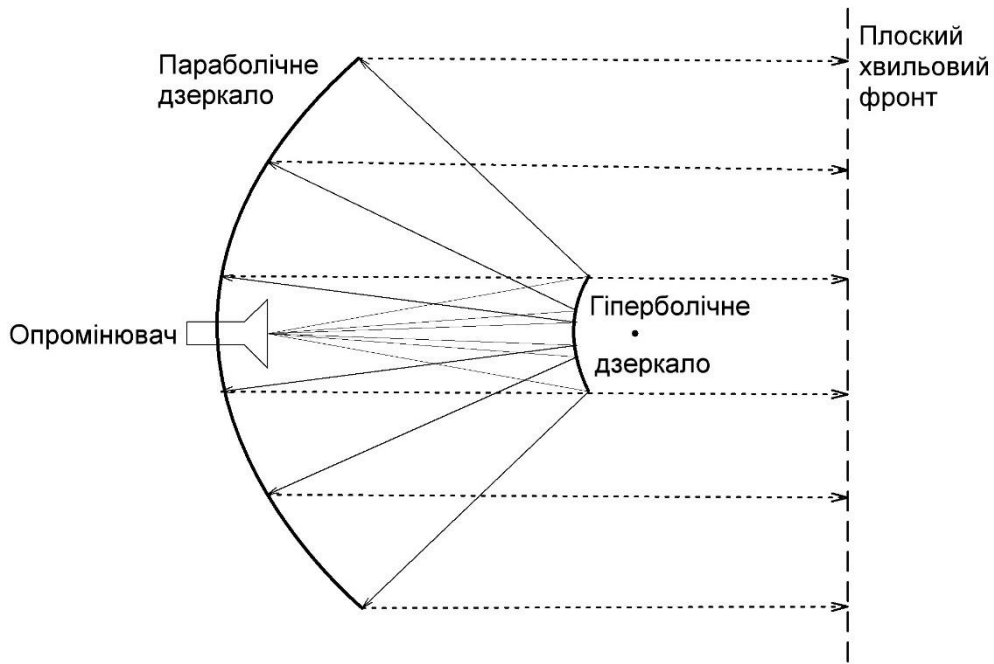


Рисунок 4.1 – Дводзеркальна антена Касегрена

Основне параболічне дзеркало трансформує сферичні хвилі в плоскі, які далі розповсюджуються в напрямку осі антени.

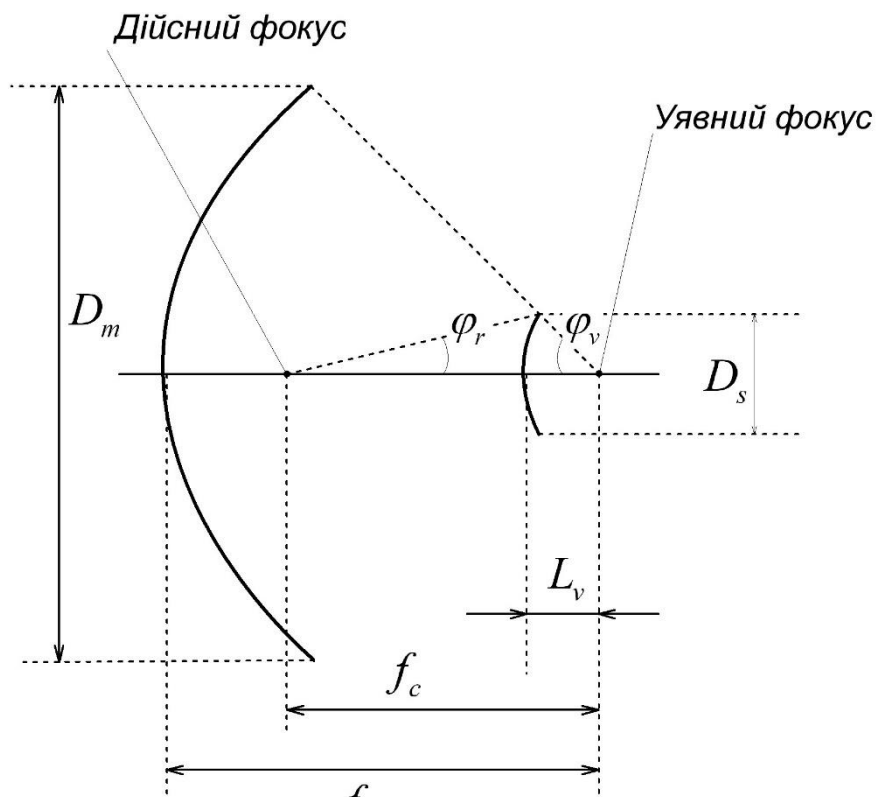


Рисунок 4.2 – Геометричні співвідношення антени

4.2.2 Основні геометричні співвідношення

Геометричні співвідношення для антени Касегрена зображені на рис. 4.2. Із семи геометричних параметрів, показаних на малюнку, для повного опису системи потрібні лише чотири. Вказані параметри пов'язані наступними співвідношеннями (4.1, 4.2, 4.3):

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi_r}{2} = \frac{D_m}{4f_m} \quad (4.1)$$

$$1 / \operatorname{tg} \varphi_v + 1 / \operatorname{tg} \varphi_r = 2f_s / D_s \quad (4.2)$$

$$1 - \frac{\sin(\varphi_v - \varphi_r) / 2}{\sin(\varphi_v + \varphi_r) / 2} = 2 \frac{L_v}{f_c} \quad (4.3).$$

Ексцентриситет гіперболоїда, який утворює додаткове дзеркало, визначається за формулою (4.4):

$$e = \frac{\sin[(\varphi_v + \varphi_r) / 2]}{\sin[(\varphi_v - \varphi_r) / 2]} \quad (4.4)$$

Основні характеристики антени Касегрена визначаються кількісно двома методами:

- методом уявного опромінювача,
- методом еквівалентної параболи.

У першому методі реальному опромінювач і додаткове дзеркало замінюються уявним опромінювачем, розташованим у фокусі основного дзеркала. Таким чином, завдання аналізу антени Касегрена зводиться до аналізу односторонньої антени, що має таке ж дзеркало, як основне в двозеркальній системі.

Метод еквівалентної параболи має деякі переваги перед методом уявного опромінювача при аналізі характеристик випромінювання антен. При цьому

методі завдання проектування антени зводиться до проектування однодзеркальної системи, що має такий же опромінювач, як в антені Касегрена, але інше основне дзеркало. Рівняння, яке визначає еквівалентну параболу (4.5), дорівнює:

$$D_m / 4f_e = \text{tg}(\varphi_r / 2) \quad (4.5)$$

де f_e - фокусна відстань еквівалентного параболоїда,

φ_r , D_m - величини, що відносяться до основного дзеркала.

Фокусна відстань для еквівалентного та основного дзеркала антени Касегрена зв'язані наступним співвідношенням (4.6):

$$\frac{f_t}{f_m} = \frac{\text{tg}(\varphi_v / 2)}{\text{tg}(\varphi_r / 2)} = \frac{e + 1}{e - 1} = m \quad (4.6)$$

де m - коефіцієнт збільшення.

Як вже говорилося раніше, коефіцієнт використання площі апертури одиночного дзеркала можна максимізувати шляхом балансу звуження діаграми спрямованості опромінювача, його бічних втрат і мінімізації інших втрат, але, як правило, до величини 55-65%. Проте подвійні системи дзеркал (наприклад Касегрена) мають додатковий ступінь свободи, тому поверхнєве профілювання може бути застосовано для зменшення втрат і підвищення коефіцієнта використання площі апертури понад 70%.

Ефективна площа апертури опромінювача повинна мати таку величину, щоб забезпечувалося відповідне опромінення апертури еквівалентного параболоїда. Для $f_e > f_m$ оптимальна апертура опромінювача більша апертури, яка була б оптимальною для однодзеркальної антени, яка має таку ж фокусну відстань, як і основне дзеркало дводзеркальної антени. Коефіцієнт α й ДС визначаються так само, як і для параболічних дзеркальних антен. Коефіцієнт використання площі апертури α для таких антен може перевищувати 50- 60%. Простий аналіз ходу променів показує, що в антені Касегрена відсутнє «переливання» енергії за краї дзеркала. На практиці додаткове дзеркало має

невеликі розміри (в довжинах хвиль), і тому відбувається деяке «переливання» через дифракцію хвиль.

Затінення апертури можна зменшити до певної величини при відповідному виборі розмірів опромінювача і додаткового дзеркала, а також відстані між ними. Для мінімального затінення діаметр додаткового дзеркала, яке екранує випромінювання основного параболічного дзеркала, має дорівнювати розміру опромінювача. Ця умова виконується, коли:

$$D_s' \approx \sqrt{2f_m \lambda / k} \quad (4.7)$$

де k - відношення діаметра апертури опромінювача до його ефективного діаметру, який затіняє.

Зазвичай k трохи менше одиниці. Згідно з теоретичними даними, ширину головного пелюстка в 1° можна розглядати як деяку межу, при перевищенні якої антена Касегрена, навіть спроектована з мінімальним затіненням, не придатна для використання.

У системах, де використовується лише одна поляризація радіохвиль, значне зменшення ефекту затінення апертури можна забезпечити за допомогою використання дзеркала з пристроєм повороту площини поляризації, коли додаткове дзеркало є невидимим при проходженні хвилі, відбитої від основного дзеркала.

Затінення також може бути усунуто шляхом зміщення і опромінювача, і допоміжного дзеркала. При практичній ліквідації затінення від підтримуючих розпірок і бічних втрат, ця геометрія використовується для вирішення задач, де потрібен дуже низький рівень бічних пелюстків.

4.3 Розробка антенної системи сумарно-різницевого пеленгатора на базі антени Касегрена з поворотом площини поляризації.

4.3.1 Загальні вимоги та опис конструкції антенно-фідерного тракту

Основні вимоги щодо реалізації антено-фідерного тракту пеленгатора:

- відносна компактність та мобільність

- можливість реалізувати декілька ДС (сумарну та різницеву) в азимутальній площині
- вузька діаграма спрямованості антени
- високий коефіцієнт підсилення
- низький рівень бокових пелюсток
- максимальна простота реалізації

Високочастотний антено-фідерний пристрій, який представляє собою блок формування сумарно-різницевих каналів та антенний, пристрій призначений для виконання наступних дій:

- прийом відбитого від цілі або випроміненого нею НВЧ сигналу;
- формування сумарного і різницевого сигналів в горизонтальній (азимутальній) площині пеленга;
- випромінювання зондуючого НВЧ сигналу, якщо передбачена реалізація активного режиму роботи пеленгатора.

Схема антено-фідерного пристрою складається з:

- Фідерного тракту:
 - опромінювача,
 - хвилевідного тракту,
 - формувача сумарно-різницевого сигналу;
- Антени.

Реалізація фідерного тракту детально описана в наступному розділі даної роботи.

4.3.2 Вибір оптимального варіанту конструкції антени

Після аналізу викладеного вище матеріалу було прийнято рішення: для розробки пеленгатора обрати дзеркальну антену, так як реалізація декількох ДС та сумарно-різницевих каналів може бути виконана простіше ніж в ФАР.

Технічні вимоги до розробки антенного блоку:

- коефіцієнт підсилення антени з урахуванням ККД хвилевідного тракту в максимумі діаграми спрямованості не менше 27 дБ;
- поляризація прийнятих хвиль – лінійна горизонтальна;
- крутизна пеленгаційної характеристики в межах $\pm 2^\circ$ від напрямку пеленгу не менше 20% на 1° відхилення.

Дані умови, які встановлені до антени, задовольняє і відносно проста одностороння антена. Але виникають складнощі при спробі реалізувати фідерний тракт, так як, опромінювач антени винесений на деяку відстань у фокальній площині по осі антени. Це унеможливує реалізацію опромінювача та формувача сумарно-різницевого сигналу за допомогою хвилевідних конструкцій (які є найбільш оптимальними рішеннями для даної задачі), так як суперечить конструкторським вимогам. Така реалізація є не практичною, основні недоліки: її конструкція є занадто громіздкою, центр мас антени занадто зміщений вперед, відстань між опромінювачем та приймачем/передавачем досить велика, складність керування ДС антени.

Тому було розглянуто дводзеркальну антену Касегрена, яка може мати покращені характеристики щодо односторонньої антени, а також повністю перекидає її недоліки в реалізації поставленої задачі. Як було сказано вище, основною перевагою є встановлення опромінювача в площині основного дзеркала. Але з урахуванням умови малогабаритності антени (її максимально допустимих розмірах), виникає потреба зменшення основного дзеркала антени, що в свою чергу створює проблему затінення відносно великої частини основного дзеркала – додатковим.

Дану проблему було вирішено використанням **дводзеркальної антени Касегрена з обертанням площини поляризації.**

4.3.3 Опис розробленої конструкції

Принцип роботи такої антени описано нижче, її загальну структурну схему зображено на рисунку 4.3, а на рисунку 4.4 зображено фронтальний вигляд головного (б) та додаткового дзеркала (а) – контр-рефлектора.

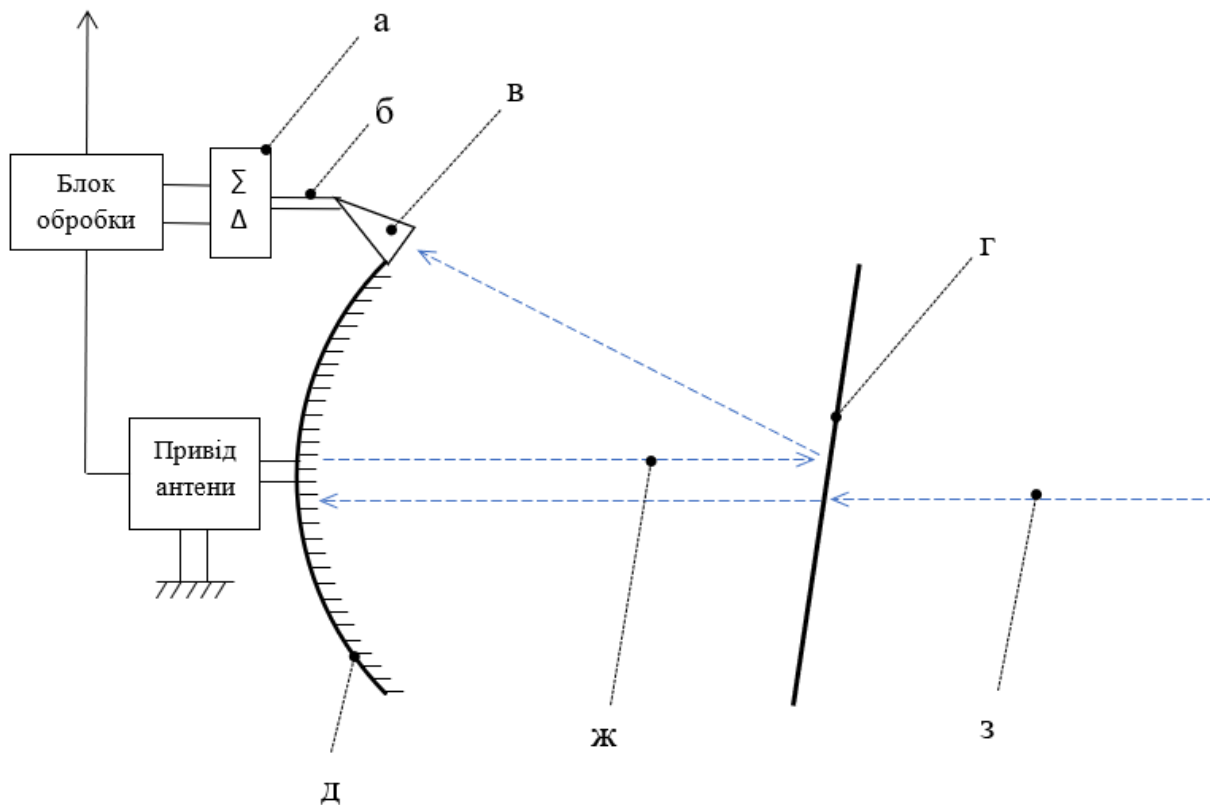


Рисунок 4.3 – Антена Касегрена з поворотом площини поляризації

а — блок формування сумарно-різницевих сигналів; б — хвилевідний тракт; г — рупорний опромінювач; г — нерухоме дзеркало (контр рефлектор); д — основне рухоме дзеркало з обертанням площини поляризації; ж — ЕМ хвиля вертикальної поляризації; з — ЕМ хвиля горизонтальної поляризації.

Плоска електромагнітна хвиля (відбитий від цілі або випромінений нею сигнал) з горизонтальною поляризацією (з) (рис. 4.3) проходить без втрат крізь переднє нерухоме дзеркало (г), металева дротяна сітка якого орієнтована вертикально (рис. 4.4 а), у вигляді ґратів, і потрапляє на друге рухоме дзеркало (д), яке має конструкцію у вигляді «канавок». Приблизна відстань між дротами не рухомого дзеркала, та канавками рухомого складає $\frac{\lambda}{8} \approx 4[\text{мм}]$.

На ньому відбувається поворот площини поляризації на 90° , відбита від нього хвиля тепер має вертикальну поляризацію (ж). Вона падає знову на переднє дзеркало (г), яке тепер відбиває хвилю (рис. 4.4 г) в фокус системи, де і встановлено приймальний опромінювач (в), який приймає вертикально-поляризований сигнал. Переднє дзеркало встановлюється під таким (вертикальним) кутом, і на такій відстані, щоб відбиті від нього, вертикально поляризовані хвилі, фокусувались в опромінювачі. Який в свою чергу, винесено вище основного дзеркала для того, щоб уникнути будь-якого затінення та максимально оптимізувати його подальше підключення. Після випромінювача встановлений хвилевідний тракт (б), по якому ЕМ енергія передається до формувача

сумарного та різницевого сигналів (а). Далі сумарний і різницевий сигнал обробляються іншими системами РЛС.

На рис. 4.4 (б, в) пояснюється процес повороту площини поляризації хвилі, що приймається, (поворот вектору напруженості електричного поля E) на 90° , на рухомому дзеркалі.

Оскільки металева сітка основного рухомого дзеркала орієнтована під 45° по відношенню до орієнтації сітки нерухомого дзеркала, то вектор E_0 , що падає на неї, розкладається на дві складові E_1 і E_2 (рис.4.4 б). Складова E_1 перпендикулярна орієнтації металевої сітки рухомого дзеркала. Таким чином, вектор

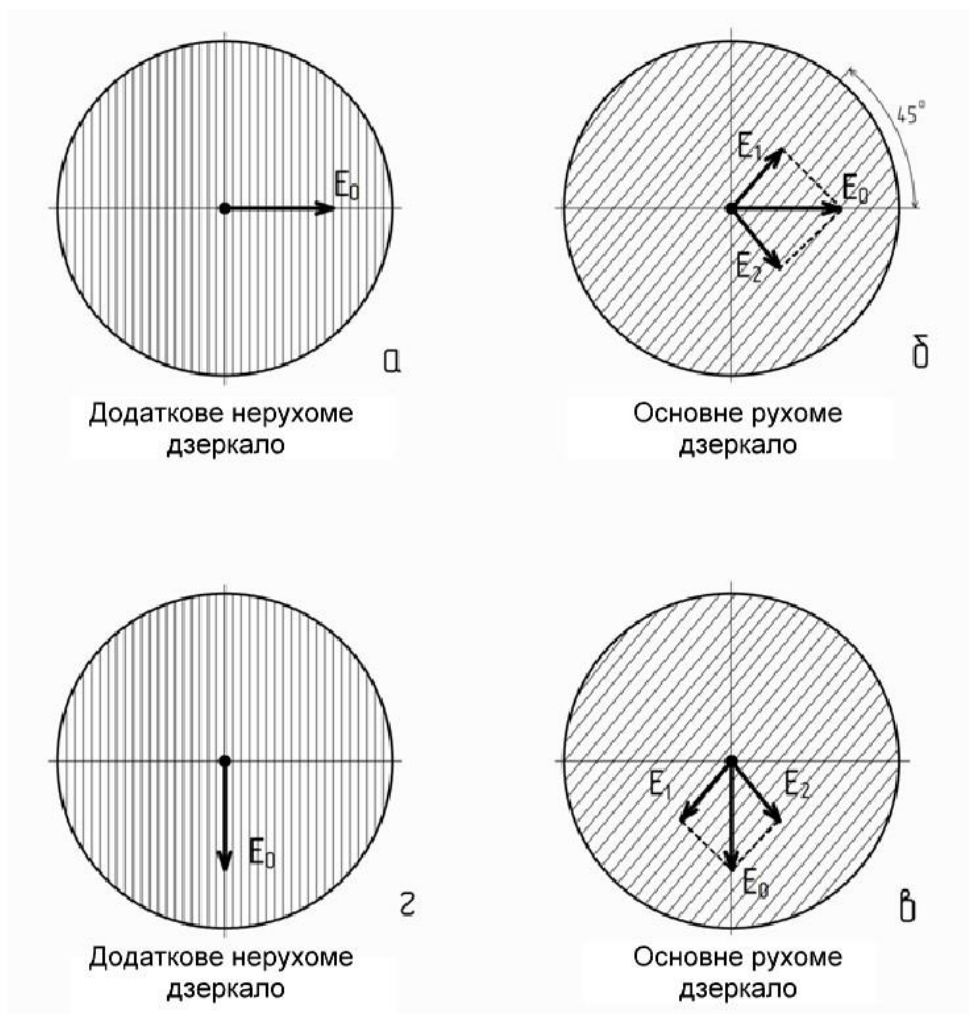


Рисунок 4.4 – Фронтальний вигляд дзеркал антени

проходить крізь сітку, падає на металевий лист рухомого дзеркала, відбивається і знову повертається в площину сітки основного дзеркала з запізненням по фазі на 180° (рис. 4.4 в), тому що сітка віддалена від металевого листа рухомого дзеркала на величину, рівну чверті електричної довжини хвилі $\frac{\lambda}{4} \approx 8[\text{мм}]$.

Таким чином, результуючий вектор E_0 (результат векторного додавання складових E_1 і E_2 (рис. 4.4 в) виявляється поверненим по відношенні до вихідного E_0 на 90° (рис. 4.4 г).

Для підвищення коефіцієнта використання, антена виконана у вигляді спеціально профільованих дзеркал, що забезпечують більш рівномірне поле по розкриву антени.

Управління променем відбувається за рахунок повороту рухомого дзеркала (д) (рис. 4.3). При цьому, в силу законів оптики, керуючий промінь відхиляється на кут, рівний подвоєному куту повороту дзеркала.

4.3.4 Теоретичні залежності

Для типового зразка антено-хвилевідного пристрою діаграми спрямованості в площині вектору "Н" наведені на рисунку 4.5.

Теоретична пеленгаційна характеристика антено-фідерного пристрою представлена на рис. 4.6. Нелінійність пеленгаційної характеристики в межах 2° не більше 10%.

Зміна коефіцієнта підсилення антени за сумарним каналом і зміна крутизни пеленгаційної характеристики при коливанні променю ДС на кут $\pm 45^\circ$ наведені на рис. 4.7. На краю сектора сканування посилення падає на 35%, а крутизна зменшується на 7%.

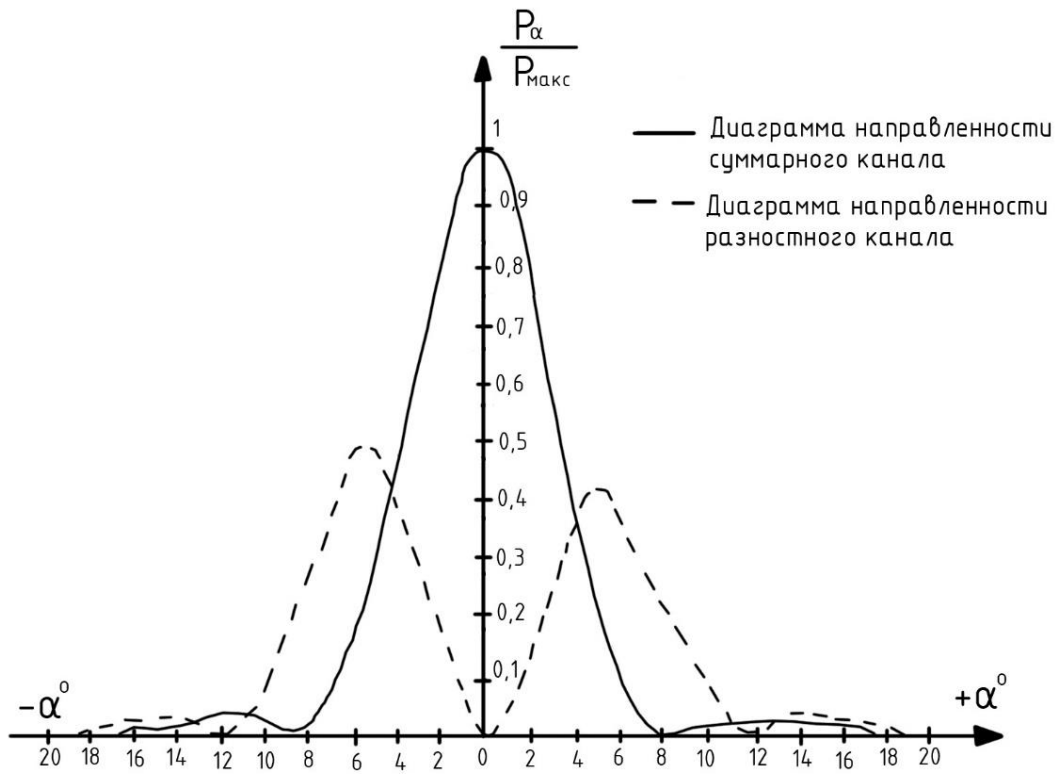


Рисунок 4.5 – Диаграмма спрямованості в площині вектору «Н»

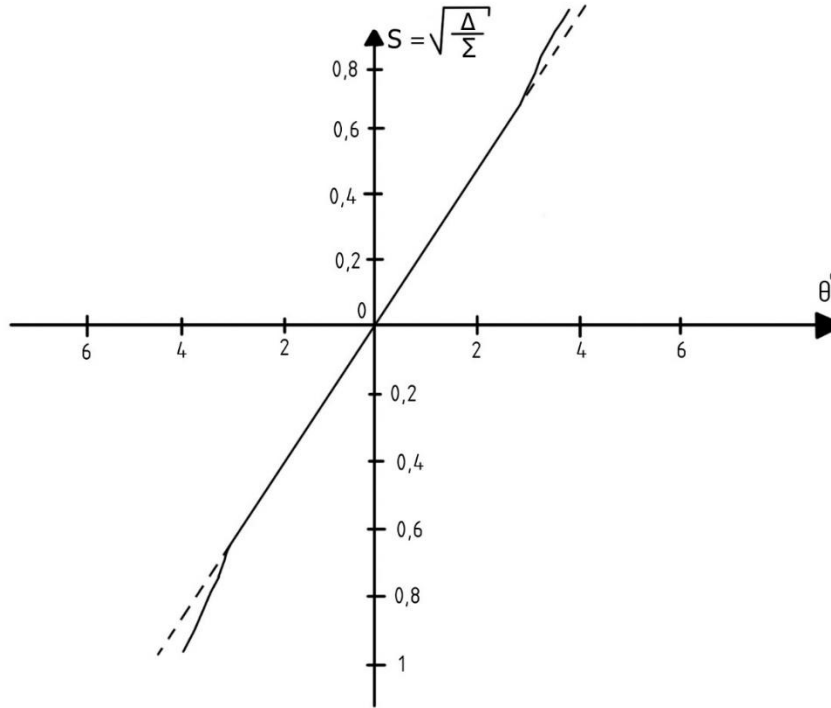


Рисунок 4.6 – Пеленгаційна характеристика

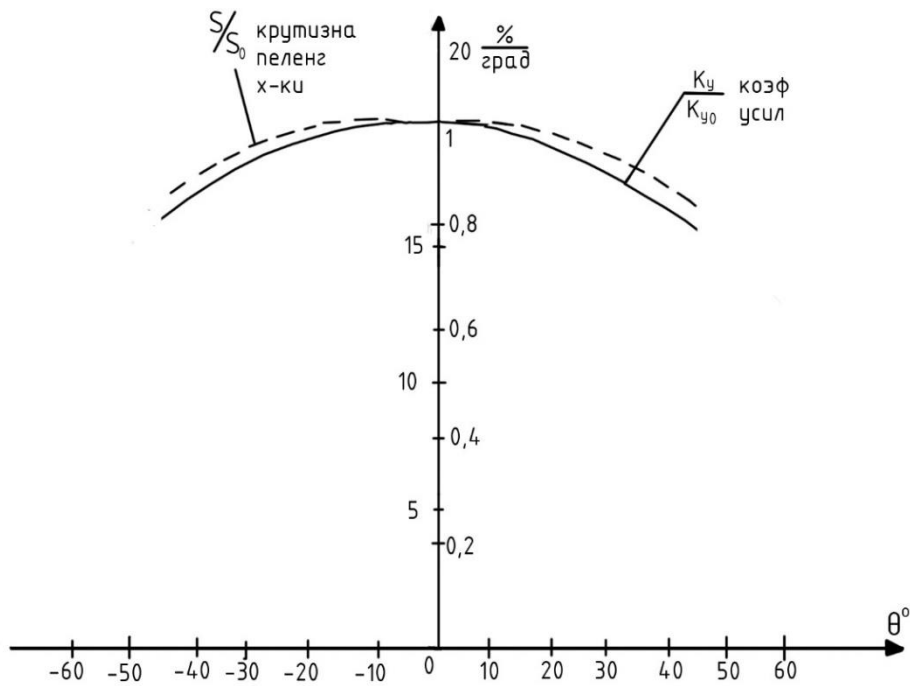


Рисунок 4.8 – Зміна коефіцієнту підсилення та крутизни пеленгаційної характеристики при коливанні променя

5 РОЗРОБКА МОДУЛІВ АНТЕНО-ФІДЕРНОГО ТРАКТУ ДЛЯ ФОРМУВАННЯ СУМАРНОГО ТА РІЗНИЦЕВОГО СИГНАЛІ

5.1 Підходи до реалізації опромінювачів дзеркальних антен та схем формування сумарного та різницевого каналів

5.1.1 Опромінювачі

Для опромінення дзеркальних антен сумарно-різницевої систем, в основному, використовуються рупорні опромінювачі різних конструкцій та з різними принципами роботи.

Опромінювач сумарно-різницевої РЛС сконструйований таким чином щоб, створюючи декілька діаграм спрямованості (каналів прийому) в одній або двох площинах, реєструвати будь-яке зміщення сигналу щодо центральної осі в фокальній площині.

Найпростіший моноімпульсний опромінювач, наприклад виконаний у вигляді квадрата, утвореного із чотирьох рупорів, знаходиться в центрі фокальної площини. Він забезпечує симетрію так, щоб, коли джерело сигналу знаходиться на осі симетрії антени, рівна кількість енергії приймалась кожним з чотирьох рупорів. При зміщенні цілі відносно осі, рівність енергії, яка приймається рупорами порушується. РЛС реєструє зміну положення джерела сигналу порівнюючи амплітуди сигналів прийняті окремими каналами опромінювача.

Таке порівняння в даних системах здійснюється за допомогою обробки сумарного та різницевої сигналів, з яких і отримується інформація про кут відхилення цілі. А формування цих каналів (сигналів) здійснюється за допомогою спеціальних НВЧ

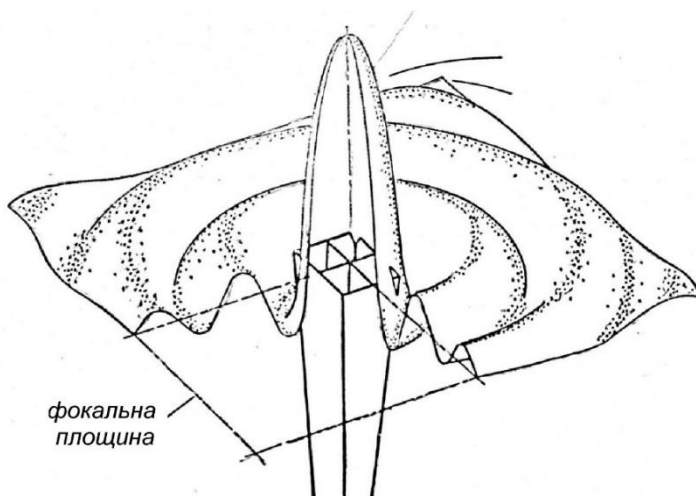


Рисунок 5.1 – ДС 4-ох рупорного опромінювача

пристроїв, які , в залежності від конфігурації, виконують операції додавання чи віднімання вхідних сигналів [10]. На рис. 5.1 зображено діаграму спрямованості чотрьохрупорного опромінювача, при збудженні кожного рупору синфазними та рівними по амплітуді сигналами.

Опромінювачі моноімпульсних РЛС можуть мати будь-яку з різноманітних конфігурацій. Для роботи в двох координатних площинах опромінювач може мати три і більше рупорів для формування окремих каналів, або одна апертура може застосовуватися з використанням вищих типів хвиль в хвилеводі для формування різницевих сигналів, що несуть інформацію про кутові відхилення. Існує безліч компромісів при конструкції опромінювача, тому що не можна одночасно задовольнити всі вимоги по оптимальності сумарного і різницевих сигналів, низьким рівням бічних пелюсток, можливості прийому сигналів будь поляризації і простоті. Термін «простота» відноситься не тільки до зменшення витрат, але також до використання нескладних схем, які необхідні для забезпечення широкосмугової системи з хорошою стабільністю рівносигнального напрямку для виконання вимог до точного стеження.

Найпростішою, стандартною, але в той же час з непоганими характеристиками, є конструкція рупорного квадратного опромінювача з чотирьма каналами. Для реєстрації будь-якого неузгодження в азимутному напрямку з сигналів лівої приймальної пари рупорів віднімають сигнали правої приймальної пари. Для визначення відхилення за кутом місця, з верхньої пари рупорів віднімається сигнал нижньої пари. Крім того, сигнали всіх чотирьох рупорів складаються, утворюючи сумарний вихідний сигнал, який використовується при виявленні, обробці і супроводі цілі по дальності.

Також існують рішення з використанням чотирьохрупорного ромбічного опромінювача, який може виконувати прийом як вертикальної так і горизонтальної поляризації. Або можливе використання 5-ти рупоного опромінювача зображеного на рис. 5.2

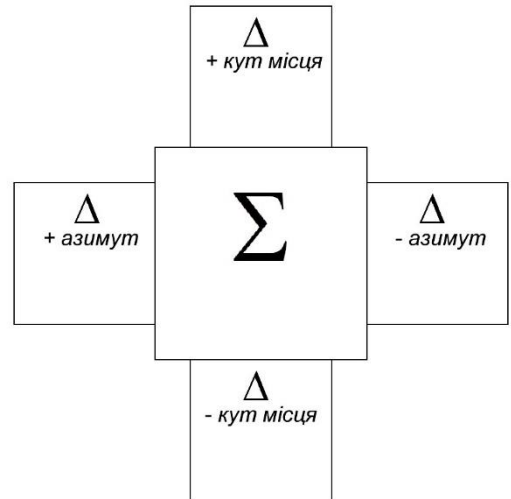


Рисунок 5.2 – 5-ти рупорний опромінювач

Також були розроблені дванадцяти рупорні опромінювачі, які завдяки своїй конструкції мали ряд переваг. Але через велику складність та недолік у вигляді велик бокових пелюстків майже не використовуються.

В подальшій розробці опромінювачів, сумарний і різницевий сигнал отримують за допомогою лише однієї апертури. Для незалежного керування електричним полем сумарного та різницевого каналів використовують вищі типи хвиль, які можуть розповсюджуватись в хвилеводі, це забезпечує більшу простоту та гнучкість. Але виникають труднощі з детектуванням інших мод електро-магнітних хвиль.

Дана методика основана на тому, що при зміщенні цілі з напрямку осі опромінювача в ньому збуджуються вищі несиметричні типи хвиль. Хвилі цих типів несуть ту ж саму енергію різницевого сигналу, яка отримується багаторупорними опромінювачами. Наприклад, в азимутальній площині (магнітного поля H), разом з хвилею TE_{10} , використовується вищий тип хвилі TE_{20} . А в

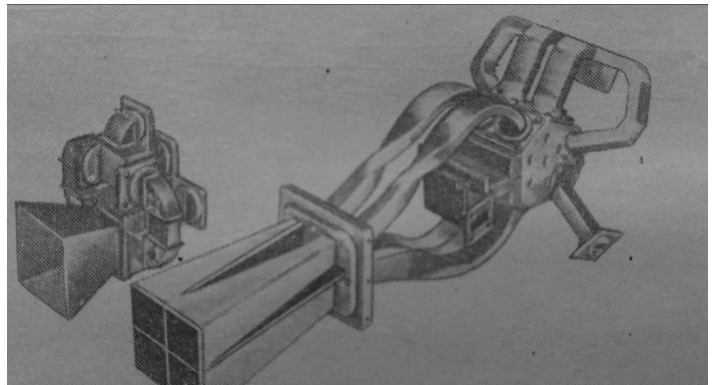


Рисунок 5.3 – Приклади виконання опромінювачів

вертикальній площині поля E , при відхиленні від осьового напрямку, разом із хвилею типу TE_{11} збуджується хвиля TM_{11} . Хвилі вищих типів мають нульові амплітуди сигналу, якщо джерело знаходиться на осьовій лінії антени, та їх амплітуди починають зростати при зміщенні джерела випромінювання пропорційно куту відхилення.

На рис. 5.3 приведено приклад виконання чотирьохрупорного опромінювача та однорупорного на вищих типах хвиль, разом з блоками формування сумарного та різницевого каналів.

5.1.2 Формувач сумарно-різницевого каналу

Для формування сумарних і різницевих сигналів в хвилевідних трактах передачі можуть використовуватись найрізноманітніші конструкції. Але можна виділити три основних типи: кільцевий хвилевідний міст, подвійний хвилевідний трійник та щілинний хвилевідний міст.

На рис. 5.4 зображено схему сумарно-різницевого кільцевого хвилевідного мосту. Прийняті сигнали подаються на входи мосту 1 та 2. З виходу «С» знімається сумарний сигнал, а з виходу «Р» - різницевий. Фаза різницевого коливання визначається фазою того коливання, яке більше за амплітудою. Кільцевий міст не потребує ніякого додаткового перетворення сигналів (такого як зсув по фазі) для того щоб виконувати обрахунок суми та різниці двох сигналів.

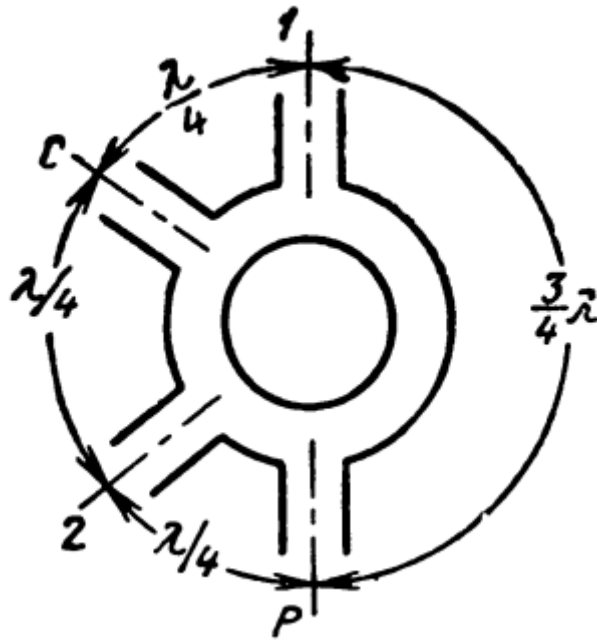


Рисунок 5.4 – Кільцевий хвилевідний міст

Подвійний хвилевідний трійник також активно застосовується для формування сумарного та різницевого сигналу, він зображений на рисунку 5.5. При подачі сигналів на входи трійника 3 та 4, вони складуться синфазно в плечі 1, тобто отримаємо суму, та протифазно в плечі 2 – різницевий сигнал.

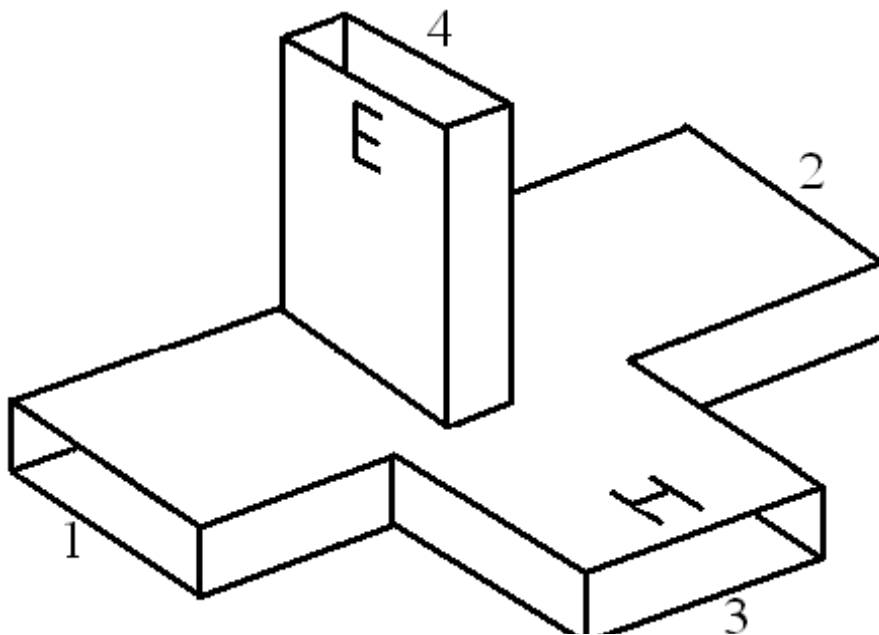


Рисунок 5.5 – Подвійний хвилевідний трійник

Ще одним мостовим пристроєм НВЧ, який використовується моноімпульсних РЛС є хвилевідно щілинний міст, зображений на рис. 5.6.

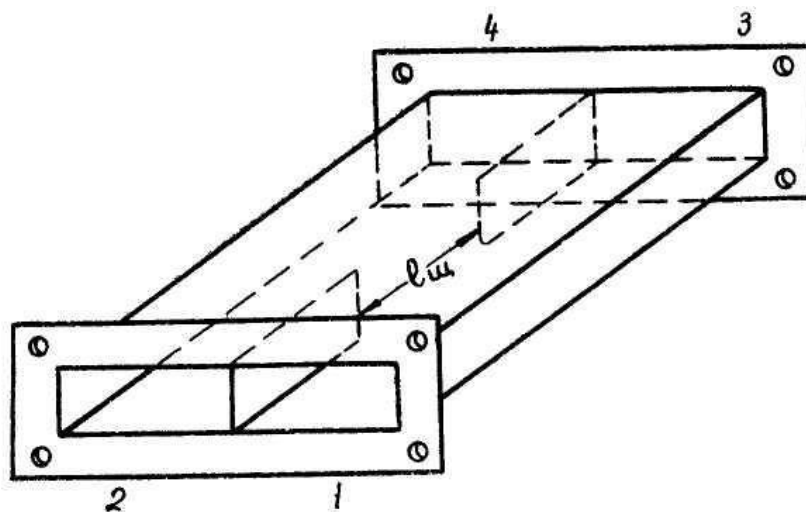


Рисунок 5.6 – Хвилевідно щілинний міст

Хвилевідним щілинним мостом називають направлений відгалуджувач з перехідним послабленням 3дБ. Тобто, якщо подати потужність НВЧ на вхід 1, отримаємо половину потужності на 3 плечі та половину на 4 плечі але з додатковим зсувом фаз в 90° , а 2 порт буде розв'язаним [11]. Отже при відсутності додаткових модифікацій мосту він не може бути використаний для формування сумарного та різницевого сигналу. Але якщо внести додатковий зсув фаз 90° перед одним із входів пристрою, то на виході отримаємо різницевий та сумарний сигнали. Наприклад, додавши до сигналу на вході 1 фазовий зсув 90° відносно сигналу на вході 2, отримаємо сигнали, які складаються в протифазі на виході 4 – різницевий сигнал, а на виході 3 сигнали складуться синфазно – сумарний сигнал.

Завдяки цим простим хвилевідним пристроям можлива реалізація складних структур, які формуватимуть сумарні та різницеві канали в надточних моноімпульсних радіолокаційних станціях зі складними структурами опромінювачів в декількох координатних площинах. Один з

прикладів такої реалізації на базі подвійного хвилевідного трійника зображено на рис. 5.7.

Вихідний сигнал різницевого каналу для азимутальної площини складає $\Delta_{Az} = (A + B) - (C + D)$. А для площини кута місця $\Delta_{El} = (A + C) - (B + D)$. Сумарний сигнал складається з суми всіх вхідних сигналів [12].

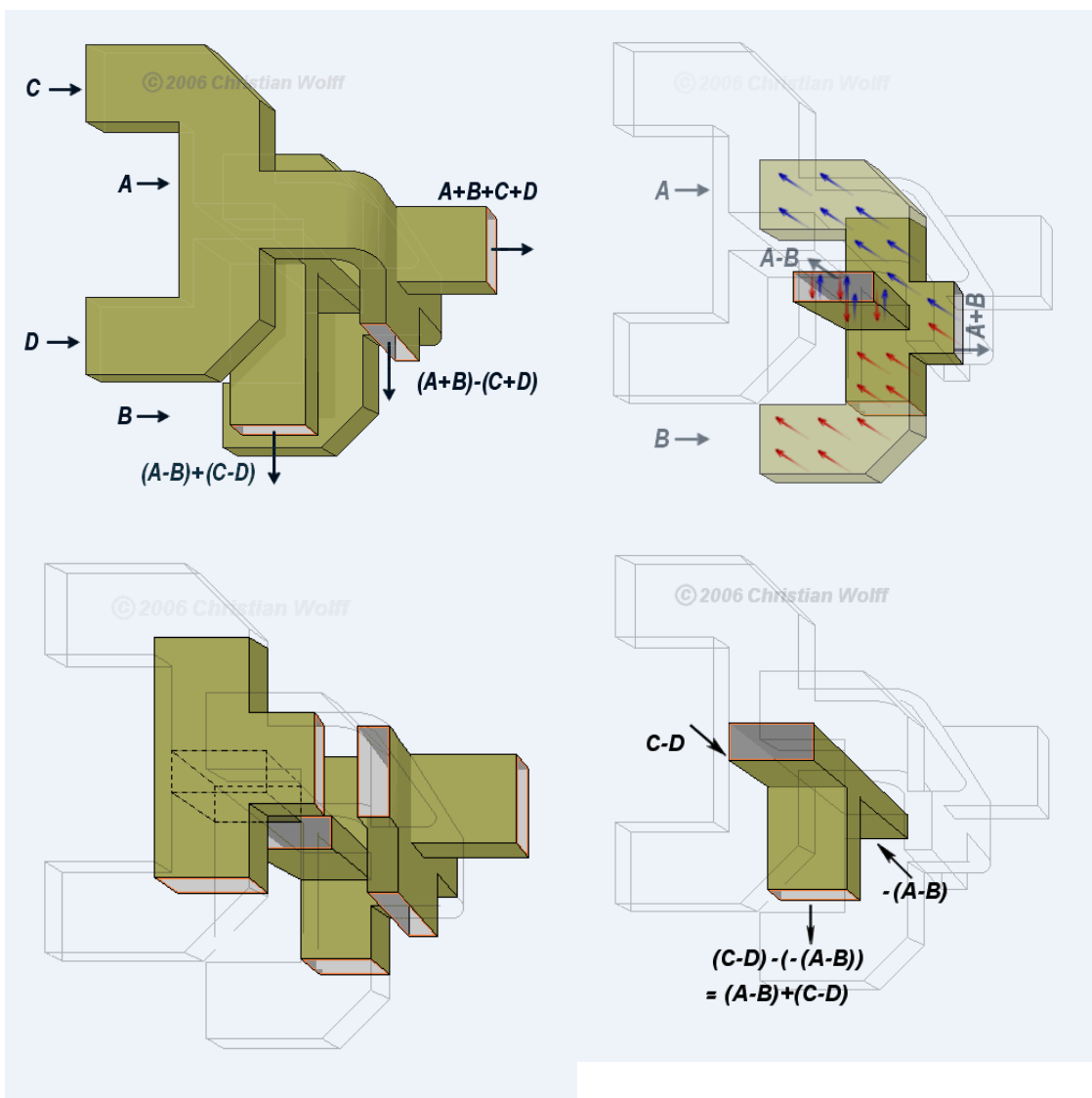


Рисунок 5.7 – Реалізація 2-ох різницевих та одного сумарного каналів

5.2 Схеми розробленого фідерного тракту

В розробленому пристрої формування сумарного та різницевого каналу було виконано на щілинних Н-мостах, в зв'язку з простотою їх конструкції та відповідно виготовлення. Як опромінювач використовується чотириохканальна рупорна антена, схема якого зображена рис. 5.8. Як основну лінію передачі фідерного тракту даного пеленгатора використаємо хвилевід з розмірами $a = 20$ мм, $b = 10$ мм.

Схему фідерного тракту сумарно-різницевого пеленгатора двох кутових координат, реалізованого з використанням щілинно-хвилевідних мостів зображено на рис. 5.9.

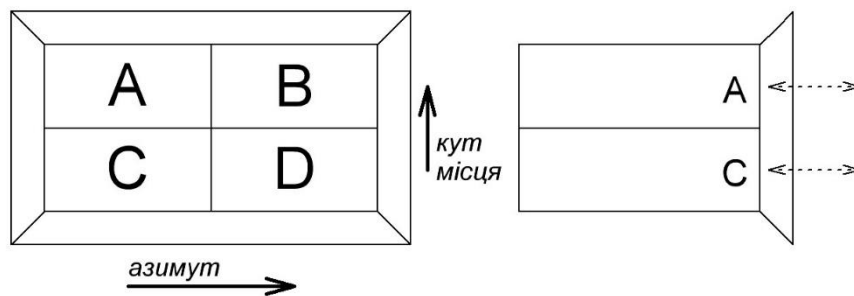


Рисунок 5.8 – 4-ох канальна рупорна антена

Функціонально дана реалізація формування сумарно-різницевого каналу відповідає зображеній на (рис. 3.1), але конструктивно відрізняється.

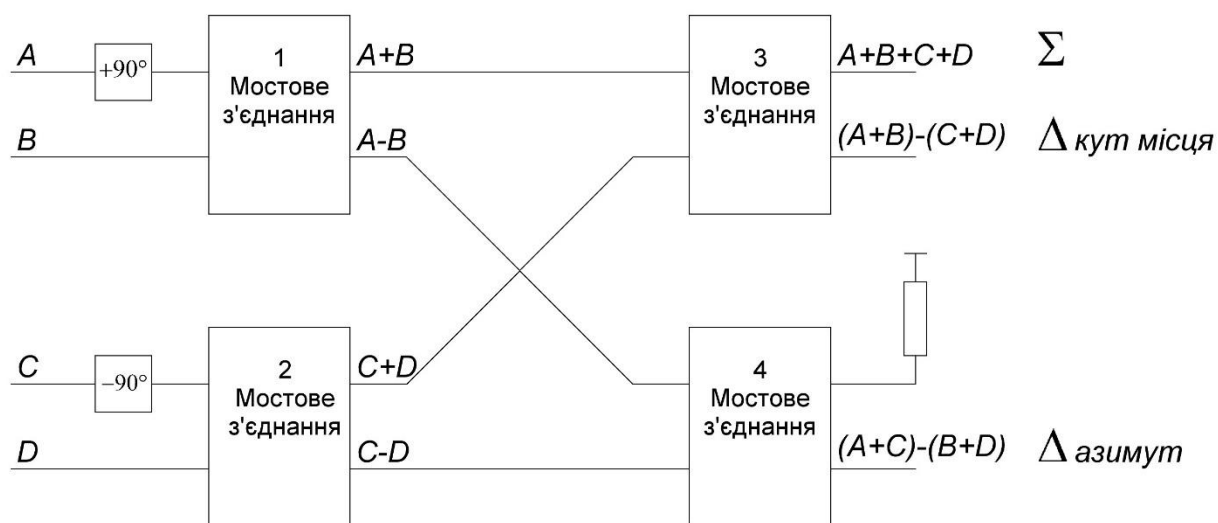


Рисунок 5.9 – Схема формування сумарно-різницевих сигналів в двох площинах

При реалізації пеленгатора лише в одній кутовій площині – азимутальній, як в поставленій задачі, схема формування сигналів значно спрощується. Спрощена функціональна схема зображена на рис. 5.10.



Рисунок 5.10 – Отримання сумарного та різницевого сигнал в одній площині

Отже, для утворення, з двох вхідних антенних каналів, загального сумарного сигналу та різницевого азимутального необхідно спроектувати лише хвилевідно-щілинний Н-мост, та виконати зсув фаз одного з вхідних сигналів.

5.3 Розрахунок Н-мосту

Виконаємо нескладний розрахунок 3-ох децибельного направлено відгалужувача на **центральній частоті** $f_0 = 9.4$ ГГц [14]. Товщина стінок Н-моста 2 мм.

Довжина хвилі у вільному просторі визначається за (5.1):

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{9.4 \cdot 10^9} = 32 [\text{мм}] \quad (5.1)$$

Розрахуємо довжини хвиль типів H_{10} та H_{20} в хвилеводі в межах щілини за формулами (5.2).

$$\Lambda_{H_{10}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{4 \cdot a}\right)^2}} = 35 [\text{мм}]$$
$$\Lambda_{H_{20}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2 \cdot a}\right)^2}} = 53 [\text{мм}] \quad (5.2)$$

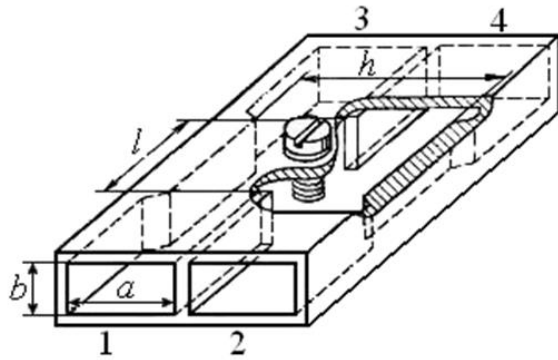
Розрахуємо довжину щілини у спільній вузькій стінці хвилеводу:

$$l_{щ} = \frac{1}{4} \frac{\Lambda_{H_{20}} \cdot \Lambda_{H_{10}}}{\Lambda_{H_{20}} - \Lambda_{H_{10}}} = 25.4 [\text{мм}] \quad (5.3)$$

Так як ширина хвилеводу в межах щілини вибирається більшою $h = 2 \cdot a = 40 [\text{мм}]$, то на бокових вузьких стінках хвилеводів виконуються потовщення, це слугує для подавлення розповсюдження вищого типу хвилі H_{30} в площині щілини. Товщина потовщення рівна половині товщини стінок, тобто 1 мм.

Для кращого узгодження направлено відгалужувача в центрі щілини встановлюють ємнісний штир. В першому наближенні діаметр ємнісного штиря $d = (0,18 \text{ } 0,26)h$.

На рис. 5.11 зображено Н-мост з теоретично розрахованими параметрами.



$$a = 20[\text{мм}]$$

$$b = 10[\text{мм}]$$

$$h = 40[\text{мм}]$$

$$l_{\text{и}} = 25.4[\text{мм}]$$

$$d_{\text{сш}} = 7[\text{мм}]$$

Рисунок 5.11 – Розрахований Н-мост

5.3.1 Оптимізація в CST

Оскільки, для коректної роботи сумарно-різницевого пеленгатора, потрібна висока точність при формуванні цих сигналів, то далі розраховане мостове з'єднання було промодельоване в САПР CST. Для перевірки та оптимізації, яка виявилася потрібної для більш точного налаштування пристрою та визначення розмірів конструкції, за яких покращуються характеристики відгалужувача. Нижче на рис. 5.12 та 5.13 наведено S-параметри оптимізованого за допомогою CST квадратурного відгалужувача [13].

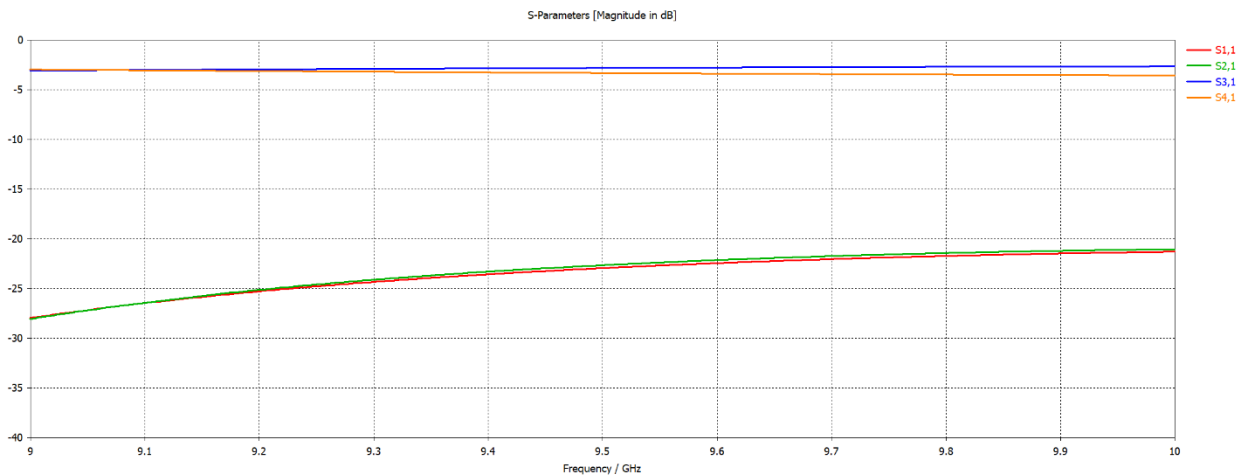


Рисунок 5.12 – S параметри

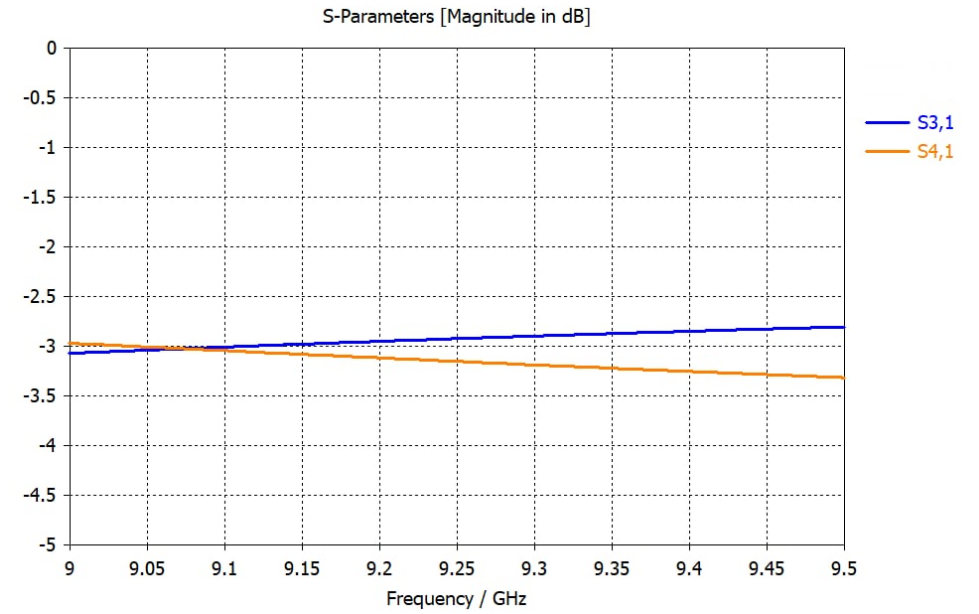


Рисунок 5.13 – S параметри

Як видно з графіків наведених вище, амплітудний розбаланс на робочій частоті 9.4 ГГц на виходах хвилевідного Н-моста не перевищує 0.2-0.3 дБ.

Конструкція відгалужувача змодельованого в CST зображена на рис. 5.14.

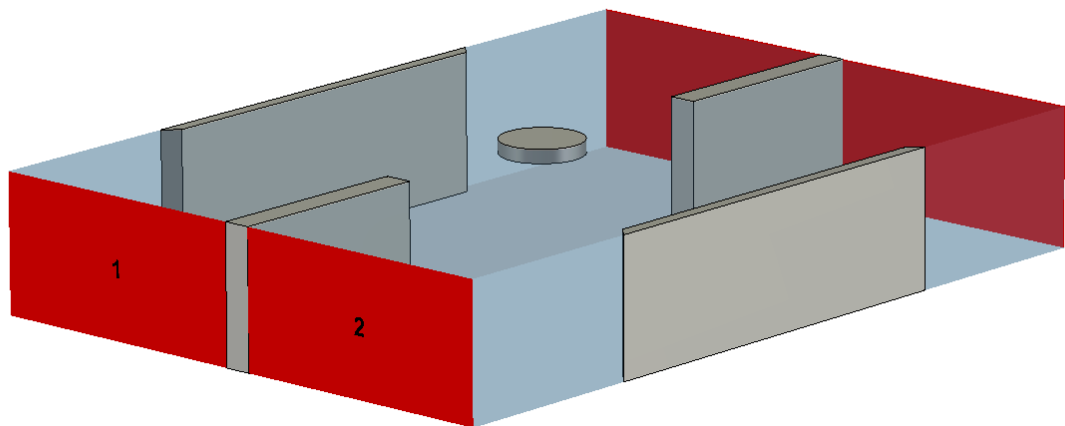


Рисунок 5.14 – Модель відгалужувача

Нові розміри пристрою після оптимізації наведені нижче:

$$a = 20[\text{мм}]$$

$$b = 10[\text{мм}]$$

$$h = 39[\text{мм}]$$

$$l_{\text{щ}} = 28.6[\text{мм}]$$

$$d_{\text{емн}} = 6[\text{мм}]$$

$$h_{\text{емн}} = 1[\text{мм}]$$

5.4 Розрахунок зсуву фаз

Для зсуву фази сигналу на 90° в одному з вхідних каналів використовується фторопластова вставка в хвилевід, з діелектричною проникністю матеріалу $\varepsilon = 2.2$. Форма вставки обрана, такою як показана на рис. 5.15. Елементи «1» та «2» слугують для узгодження, відповідно їх довжина обрана з умови

$\Delta\varphi_{\text{узгодж.}} = \frac{\pi}{2}$. Елемент «3» також виконує зсув фази на $\frac{\pi}{2}$.

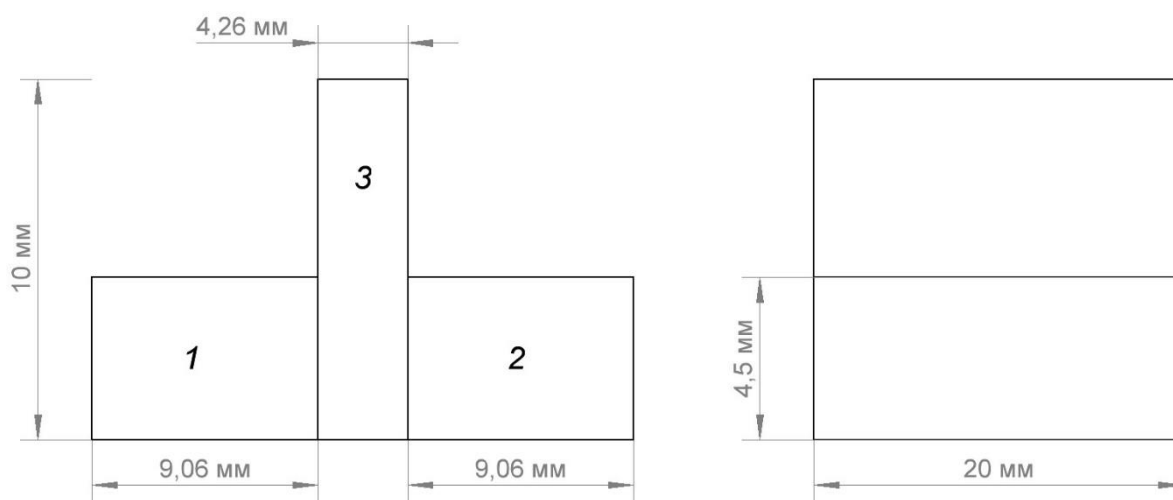


Рисунок 5.15 – Фазозсуваючі вставки

Розрахунок даного модулю було проведено в САПР MathCAD, та їх приведено на рис. 5.16.

$$\begin{aligned}
c &:= 3 \cdot 10^8 & b &:= 10 \cdot 10^{-3} \\
\pi &:= \pi & a &:= 20 \cdot 10^{-3} \\
f &:= 9.34 \cdot 10^9 \\
\lambda_0 &:= \frac{c}{f} = 0.03212 & \epsilon_1 &:= 2.2 & \epsilon_2 &:= 1.6 \\
\lambda_0 &:= \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2 \cdot a}\right)^2}} = 0.05389 \\
\lambda_1 &:= \frac{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_1}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_1}}}{2 \cdot a}\right)^2}} = 0.02576 & \beta_0 &:= \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_0} = 116.584 \\
\lambda_2 &:= \frac{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_2}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_2}}}{2 \cdot a}\right)^2}} = 0.03286 & \beta_1 &:= \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_1} = 243.948 \\
& & \beta_2 &:= \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_2} = 191.184 \\
\text{matchig:} & & h_2 &:= 4.5 \times 10^{-3} & \epsilon_{2_2} &:= 1.43 \\
l_{2_2} &:= \frac{\frac{\pi}{2}}{\beta_{2_2}} = 9.063 \times 10^{-3} \text{ m}
\end{aligned}$$

90 deg shift

Given

$$l_{2_2} := 0$$

$$\beta_1 \cdot (l_{2_2} - 2 \cdot l_{2_2}) + \beta_2 \cdot 2 \cdot l_{2_2} - \beta_0 \cdot l_{2_2} = \frac{\pi}{2}$$

$$l_{2_2} := \text{Find}(l_{2_2}) = 0.02239$$

$$l_{1_2} := l_{2_2} - 2 \cdot l_{2_2} = 4.259 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Рисунок 5.16 – Розрахунки в MathCAD

Розраховані розміри нанесені на рис. 5.15.

5.4.1 Перевірка в CST

Фазозсуваючі вставки також були промодельовані в САПР CST, для перевірки правильності їх розрахунку. Саму модель зображено на рис. 5.18, а отримані результати на рис. 5.17.

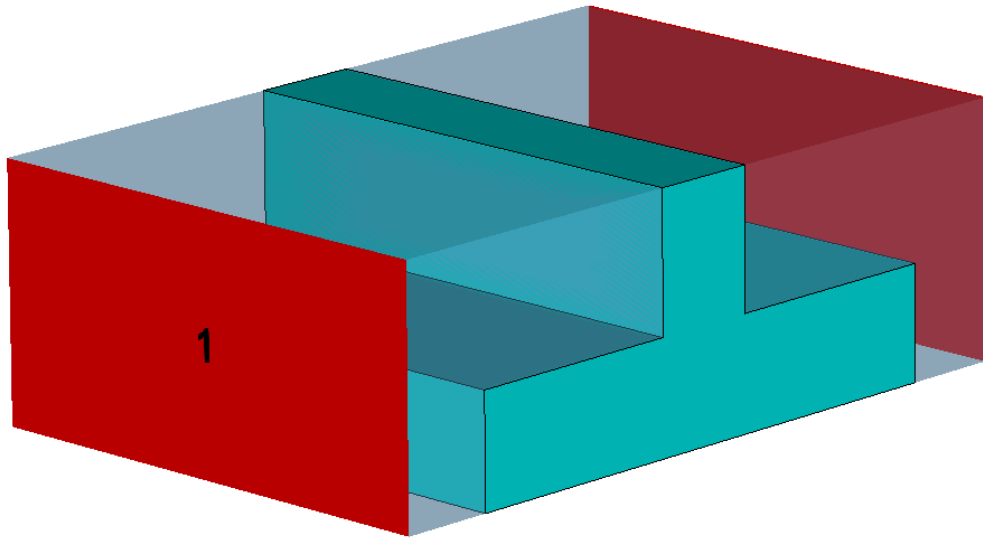


Рисунок 5.18 – Модель в CST

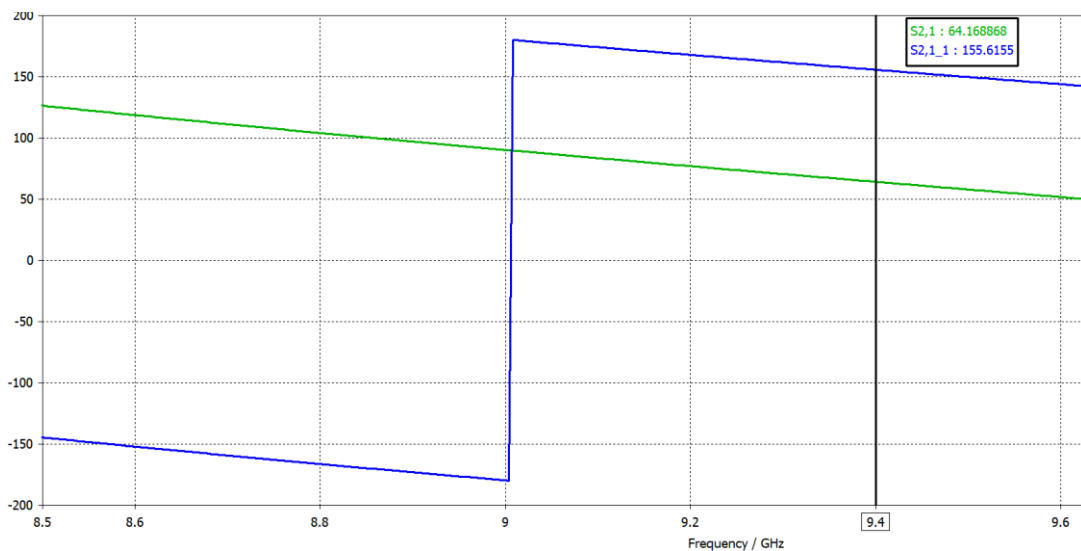


Рисунок 5.17 – Зсув фази

Як видно, зсув фази в лінії з фторопластовою вставкою, відносно хвилевідної лінії передачі заповненої повітрям, дорівнює 89° .

6 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

6.1 Вимірювання сумарного та різницевого сигналів

Пристрій формування сумарного та різницевого сигналів, який складається з: двох каналної регулярної хвилевідної лінії передачі, пристрою для зсуву фази на 90° в одному з вхідних каналів та хвилевідно-щілинного Н-моста, було окремо перевірено на панорамному вимірювачі КСХ та АЧХ. Для цього на обидва входи рупорного опромінювача було подано синфазний сигнал амплітудою -3 дБ кожен, один з виходів навантажений на узгоджене навантаження, а на іншому проводились виміри. Отримані результати (фотографії індикатора панорамного вимірювача) сумарного (рис. 6.1) та різницевого (рис. 6.2) каналів приведено на рисунках нижче.

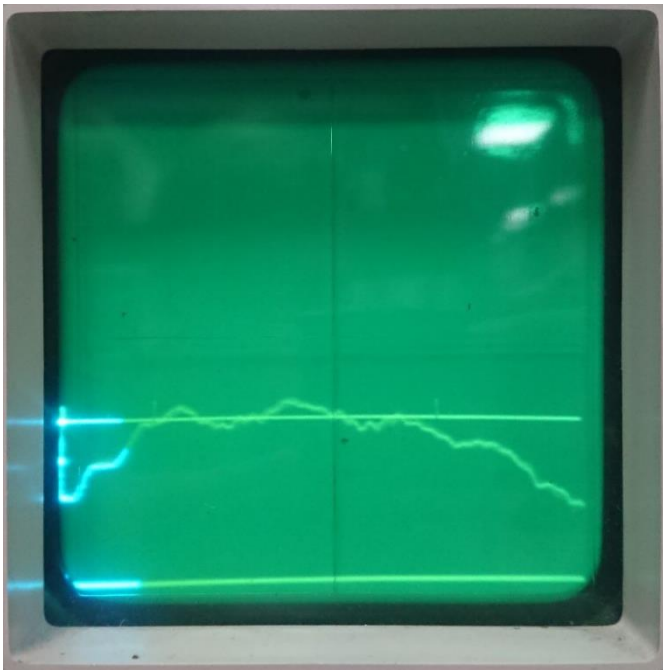


Рисунок 6.1 – Сумарний канал

Сумарний канал в смузі частот 8.7-9.7 ГГц має втрати на рівні -1.5 дБ. (Мітки встановлені на частотах 8.7 та 9.7 ГГц відповідно, відлік -1.5 дБ).

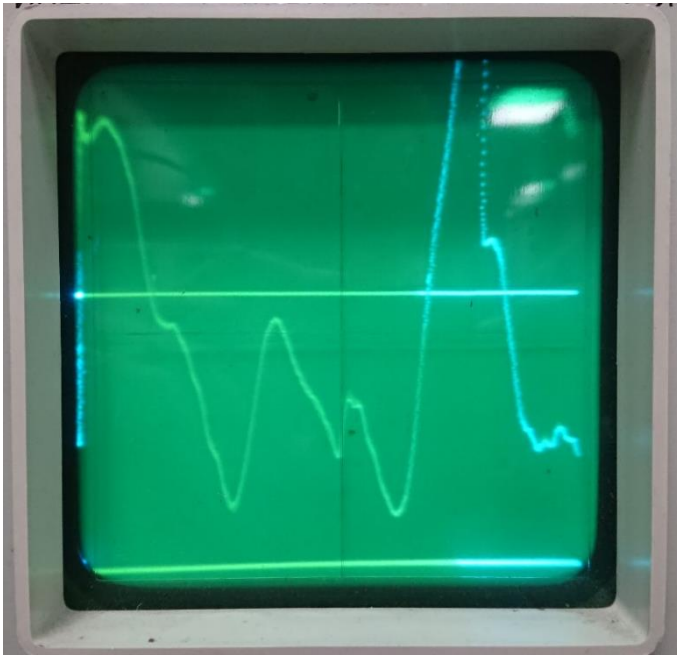


Рисунок 6.2 – Різницевий сигнал

Амплітуда різницевого сигналу на виході пристрою, при синфазному збудженні обох входів, в смузі частот 8.7-9.7 ГГц, знаходиться на рівні не вище -22 дБ (в піку), в середньому в заданій смузі рівень не перевищує -26 дБ, в мінімумах -32 дБ.

(Мітки встановлені на частотах 8.7 та 9.7 ГГц відповідно, відлік -20 дБ).

6.2 Вимірювання діаграм спрямованості готового експериментального антено-фідерного пристрою

За результатами даної роботи було виготовлено експериментальний зразок антено-фідерного пристрою НВЧ, який призначений для формування сумарного та різницевого каналів радіопеленгатора за однією кутовою (азимутальною/ площина «Н») координатою. За допомогою аналізатору спектру, генератора та рупорного опромінювача було виміряно діаграму спрямованості в сумарному та різницевому каналах в площині «Н». Для цього було встановлено джерело ЕМ випромінювання на деякій відстані вздовж осі антени, аналізатор спектру був по-черзі підключений до кожного з виходів, та за допомогою приводу повороту головного дзеркала антени Касегрена була знята ДС в

межах $\pm 5^\circ$. Побудовані в середовищі Matlab графіки ДС (на різних частотах) для сумарного та різницевого каналу зображені на рисунках нижче (рис. 6.3, 6.4, 6.5); $f_1=9.3$ ГГц, $f_2=9.5$ ГГц, $f_3=9.8$ ГГц.

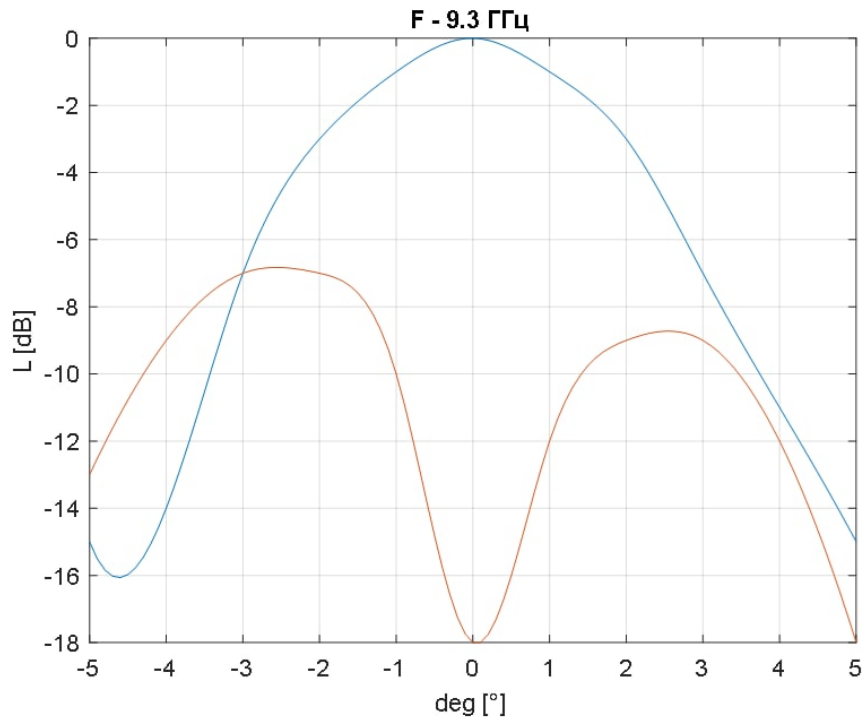


Рисунок 6.3 – ДС сумарного і різницевого каналу на частоті 9.3 ГГц

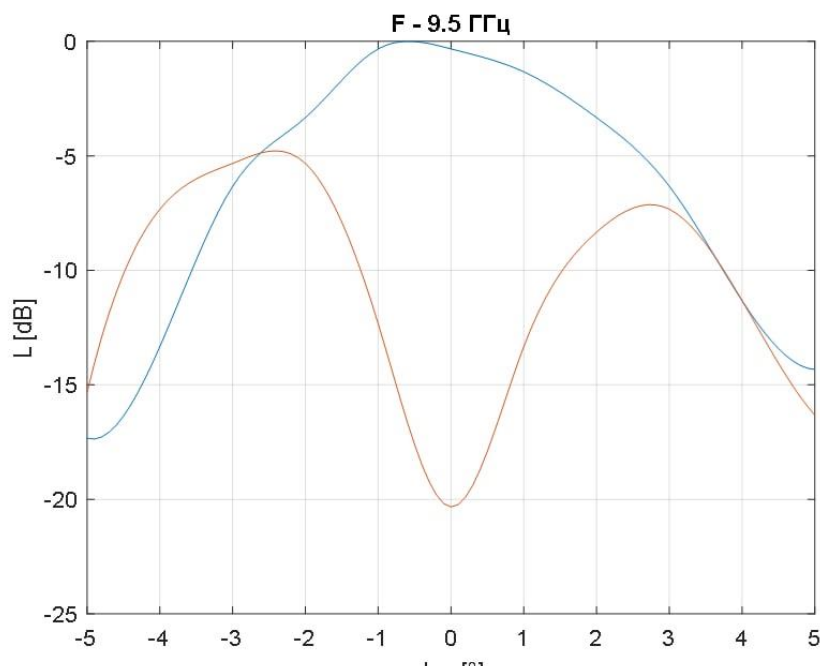


Рисунок 6.4 – ДС сумарного і різницевого каналу на частоті 9.5 ГГц

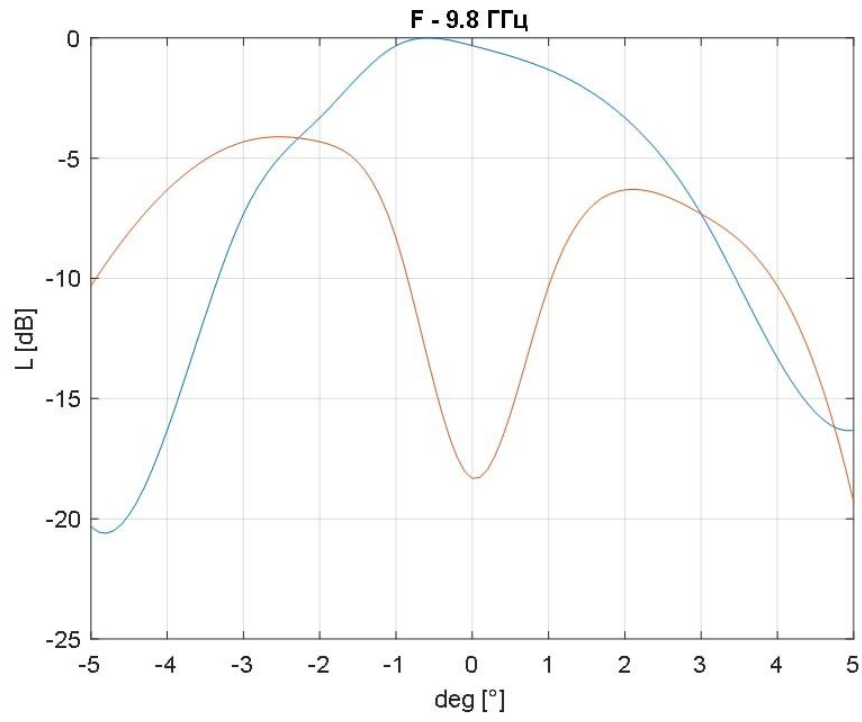


Рисунок 6.5 – ДС сумарного і різницевого каналу на частоті 9.8 ГГц

ВИСНОВКИ

Для початку в магістерській дисертації було детально розглянуто та проаналізовано існуючі методи радіопеленгації. На підставі чого було обрано оптимальний метод, який задовольняв потреби поставленої задачі, та використання якого давало можливість розробити покращений пасивний пеленгатор електромагнітного випромінювання.

Завдання розробки пеленгатора було обрано через те, що основною задачею була розробка саме його НВЧ тракту, так як на його базі можна в подальшому реалізувати інші пристрої радіолокації в цьому ж діапазоні частот, як пасивні, так і активні, якщо вони використовують для своєї роботи сумарні та різницеві канали. Поступово модифікуючи даний модуль, або блоки окремо можна отримувати більш складні пристрої, але з покращеними характеристиками. Наприклад, якщо сформувати ще один сумарно-різницевий сигнал таким же чином, але в вертикальній площині, без відносно складних змін отримаємо пеленгатор в двох кутових координатах. Отже, даний модуль є лише початковою ланкою в розробці більш складних радіолокаційних систем, які при такій поступовій розробці зможуть досягти досить високих технічних характеристик.

В роботі було розроблено, розраховано та промодельовано, а потім і перевірено на практиці основні вузли НВЧ тракту сумарно-різницевого пеленгатора. З отриманих результатів можна зробити висновок, що:

- хоча конструкція і є відносно простою у розробці та виготовленні, але потребує доволі точних налаштувань для якісної роботи;
- не всі експериментальні результати співпали з теоретичними, що свідчить про потребу більш детального налаштування вузлів, а також більш точного їх виготовлення;
- конструкція пеленгатора, як і передбачалось є фізично надійною, та задовольняє умови обмежених габаритів.

Отже, розроблений пристрій свої функції цілком виконує, але й залишається можливість для покращення та реалізації на його базі більш складних радіолокаційних систем, що робить його доволі універсальним рішенням в своєму сегменті.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Радар. – Режим доступу:
<https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%A0%D0%B0%D0%B4%D0%B0%D1%80>
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы , Издательство “Радиотехника”: Москва, 2014,
3. Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки повітряного простору. Конспект лекцій. МІНІСТЕРСТВО ОБОРОНИ УКРАЇНИ ХАРКІВСЬКИЙ УНІВЕРСИТЕТ ПОВІТРЯНИХ СИЛ імені ІВАНА КОЖЕДУБА. Харків. 2013
4. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. Издательство «Радио и связь». Редакция литературы по конструированию и технологии производства РЭА, Москва, 1983
5. Родс Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию, М.: Советское Радио, 1960. — 160 с.
6. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. 2 издание, перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1984. — 312 с.
7. Моноимпульсная радиолокация. – Режим доступу:
https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9C%D0%BE%D0%BD%D0%BE%D0%B8%D0%BC%D0%BF%D1%83%D0%BB%D1%8C%D1%81%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D1%80%D0%B0%D0%B4%D0%B8%D0%BE%D0%BB%D0%BE%D0%BA%D0%B0%D1%86%D0%B8%D1%8F
8. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации, Учебное пособие для вузов. — М.: Советское радио, 1970. — 560 с.
9. Соколник М.И. Справочник по радиолокации. Том2 — Перевод с английского под общей редакцией П. И. Дудника. В 4-х книгах. — Москва: Советское радио, 1978. — 408 с.

10. Сокольник М.И. Справочник по радиолокации. Том 4 — Перевод с английского под общей редакцией М.М. Вейсбейна. В 4-х книгах. — Москва: Советское радио, 1978. — 376 с.
11. Pozar David M. Microwave Engineering, 4th edition. — Wiley, 2012. — 752 p.
12. Monopulse Duplexer.- Режим доступа:
<https://www.radartutorial.eu/03.linetheory/tl18.en.html>
13. Фатеев, А. В. Применение ПО CST Microwave Studio для расчёта антенн и устройств СВЧ: Учебно-методическое пособие [Электронный ресурс] / А. В. Фатеев. — Томск: ТУСУР, 2013. — 102 с. — Режим доступа:
<https://edu.tusur.ru/publications/3746>
14. Вунтесмері В. С., Купрій О. М., Мартинюк С. Є., Репа Ф. М., Пристрої надвисоких частот та антени, Методичні вказівки до лабораторних робіт, Київ НТУУ «КПІ» 2010