

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

УДК 621.3

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях

к.т.н., доц. Чухов В.В.

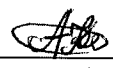


« 19 » 12 2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

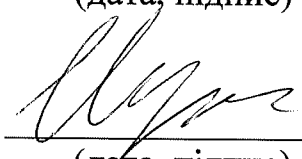
на тему РОЗРОБКА КІЛЬЦЕВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ ДЛЯ
ПЕЛЕНГУВАННЯ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ
за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр. ГРм-22-1


(дата, підпис)

Костюк А.І.

Керівник роботи
к.т.н., доц.


(дата, підпис)

Ципоренко В.Г.

Житомир
2023

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

**Пояснювальна записка
до кваліфікаційної магістерської роботи**

на тему РОЗРОБКА КІЛЬЦЕВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ ДЛЯ
ПЕЛЕНГУВАННЯ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ

Виконав: студент 2 курсу,
групи зТРМ-22-1 спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Костюк А.І.

Керівник Ципоренко В.Г.

Рецензент Чухов В.Г.

Житомир

2023

«Затверджено»

Завідувач кафедри комп'ютерних технологій у медицині та телекомунікаціях

Чухов Владислав ЧУХОВ
«27» 10 2022 р.

**Завдання
на кваліфікаційну магістерську роботу**

Костюк Андрій Ігорович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка кільцевої антени реєстрації для калібрування дисерів радіовипромінювання
затверджено наказом по університету від «22» листопада 2023 р. № 679/К
2. Мета дослідження Розрахунок параметрів та дослідження кільцевої антени реєстрації
3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.)
Тип антени - кільцева. Призначення - калібрування
4. Основні задачі дослідження 1. Провести розрахунок параметрів антени 2. Провести дослідження, моделювання
5. Термін подання роботи до захисту грудень 2023 р.
6. Дата видачі завдання «27» 10 2022 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання

Чухов
(підпис)
Чухов
(підпис)

Чисоренко В.І.
(прізвище, ініціали)
Костюк А.І.
(прізвище, ініціали)

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1. ОГЛЯД МЕТОДІВ ПЕЛЕНГАЦІЇ.....	7
1.1 Історія техніки пеленгації.....	7
1.2 Рівносигнальний метод пеленгування в автоматичному радіокомпасі.....	11
1.3 Автоматичний радіопеленгатор з малою антенною базою.....	13
1.4 Доплеровський і квазідоплеровський пеленгатори.....	18
1.5 Фазовий і кореляційний інтерферометри.....	20
1.5.1 Фазові інтерферометри.....	21
1.5.2 Кореляційні інтерферометри.....	26
1.5.2.1 Алгоритм кореляційно–інтерферометричного вимірювача.....	29
1.7 Висновки по розділу 1.....	37
2. ОГЛЯД ПЕЛЕНГАТОРНИХ СИСТЕМ ТА АНТЕН У ЇХ СКЛАДІ.....	39
2.1 Огляд антен у складі сучасних пеленгаторних систем.....	39
2.2 Огляд антен в якості елементів пеленгаторних антенних решіток.....	47
2.3 Висновки по розділу 2.....	56
3. МОДЕЛЮВАННЯ КОНСТРУКЦІЙ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З ТЕМ–	
РУПОРІВ.....	580
3.1 Завдання на моделювання.....	580
3.2 Створення моделі ТЕМ–рупора.....	592
3.3 Аналіз отриманих характеристик ТЕМ–рупору.....	64
ВИСНОВКИ.....	66
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	67

ВСТУП

Радіопеленгація – процес визначення напрямку (пеленга) на джерело випромінювання радіохвиль за допомогою радіопеленгатора — приймача з антеною спрямованої дії.

Радіопеленгатори відносяться до кутомірних навігаційних систем, завданням яких є визначення положення рухомого об'єкту, наприклад: корабля або літака в земній системі координат. Тому радіопеленгація є актуальною, включаючи радіоконтроль і виявлення місця розташування джерел радіовипромінювання.

На сьогодні радіомоніторинг радіоелектронних засобів повинен здійснюватися в умовах складної електромагнітної обстановки, великий апіорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань і при багатопроменевому їх поширенні, а також в умовах реального масштабу часу реалізації. Перспективним напрямком реалізації радіомоніторингу для зазначених умов є використання радіопеленгаторів з антенною решіткою, управління діаграмою спрямованості яких здійснюється цифровими методами.

Тому розробка ефективних аналітичних методів моделей антен, а також застосування математичного аналізу і оптимізації параметрів антен засобами CAD, є актуальним завданням в умовах сучасного розвитку радіоелектронних систем і зокрема ці напрацювання доцільно використовувати в антенних системах пеленгаторних комплексів, наприклад використовуючи ТЕМ рупори у складі кільцевих антенних решіток.

Кільцеві антенні решітки – це система випромінювачів, розміщених по кільцю. На практиці застосовують АР у вигляді одного або декількох кілець. Завдяки круговій симетрії такі решітки можуть використовуватися для отримання діаграм спрямованості (в площині решітки), що мало змінюються при скануванні в межах 360° .

ТЕМ–рупор використовуються для випромінювання і прийому як щодо вузькосмугових радіосигналів, так і для випромінювання і прийому надширокосмугових (НШС) імпульсних сигналів.

Структура даної роботи побудована наступним чином. У розділі 1 проводиться огляд антен у складі сучасних пеленгаторних систем, а також антен у якості елементів пеленгаторних антенних решіток. Огляд методів пеленгації зроблено у розділі 2. У розділі 3 більш детально розглянуто ТЕМ–рупор та подано його моделювання у середовищі FEKO.

Об’єкт дослідження – процеси функціонування антенних систем у складі радіопеленгаційних комплексів.

Предмет дослідження – антена типу ТЕМ– рупор, яка є елементом кільцевої антенної решітки діапазону 1000– 6000 МГц для пеленгування джерел радіовипромінювання.

Мета роботи – дослідження роботи антени типу ТЕМ рупор діапазону 1000– 6000 МГц у складі кільцевої антенної решітки засобами комп’ютерного моделювання.

Зміст завдань, поставлених в магістерській роботі:

1. Огляд методів пеленгування сигналів і антен в їх складі.
2. Вибір структури оглядової антени в складі пеленгаторних засобів.
3. Моделювання випромінювача типу ТЕМ– рупор діапазону 1000– 6000 МГц для пеленгування джерел радіовипромінювання.

Об’єкт дослідження. Процеси функціонування пеленгаційних комплексів на основі антенних решіток.

Предмет дослідження. Випромінювач типу ТЕМ– рупор, який є елементом кільцевої антенної решітки для пеленгування джерел радіовипромінювання

Методи дослідження. Математичний апарат теорії антен, методи обчислювальної математики і чисельного моделювання застосовані для вирішення поставлених завдань.

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ПЕЛЕНГАЦІЇ

Радіопеленгація – процес визначення напрямку (пеленга) від спостерігача на джерело випромінювання радіохвиль за допомогою радіопеленгатора — приймача з антеною спрямованої дії. Сучасні засоби пеленгації характеризуються великим асортиментом, конструктивним різноманіттям, широким діапазоном технічних та метрологічних характеристик, тому з наукової та практичної точки зору важливо мати вичерпну класифікацію їх типів, методів та сфер застосування.

1.1 Історія техніки пеленгації

Історія радіопеленгації почалася в 1888 р., коли Генріх Герц, проводячи досліди в дециметровому діапазоні радіохвиль, зазначив спрямовані властивості антен [9].

Перші пеленгатори представляли собою електричний або магнітний диполь, що повертається, який відповідно до напрямку електричної або магнітної складової поля орієнтувався на джерело радіовипромінювання. Пеленгатор з обертової магнітної рамковою антеною – один з найбільш відомих пеленгаторів цього типу [9].

Пеленгатори з обертовими рамковими антенами почали широко використовуватися в роки WWI. Вони добре себе зарекомендували в діапазоні частот 0,2 – 1,5 МГц і при великому відношенні сигнал– шум дозволяли виконувати вимірювання з точністю до 1° [10]. Але в діапазоні частот 3...30 МГц (гектометрових хвиль) пеленгатори з рамковими антенами давали великі похибки, особливо в нічний час. Ці похибки пов'язані з особливостями поширення КВ, які, відбиваючись від іоносфери, змінюють кут поляризації. Поява похибок в пеленгаторах з рамковими антенами пояснюється прийомом ЕМП на горизонтальні частини рамки [9].

У 1925 році Ватсон–Ватт запропонував замість пеленгаторів з

механічним поворотом антен використовувати дві нерухомі рамки в комбінації з ненаправленим вертикальним диполем, а для відображення пеленга застосовувати електронно–променеву трубку. З 1943 р. суди англійських ВМС для роботи в КВ діапазоні стали оснащуватися трьохканальними пеленгаторами Ватсона–Ватта, що істотно підвищило ефективність виявлення німецьких підводних човнів. У класичному методі Ватсона–Ватта використовується трьохканальний радіоприймальний пристрій з поєднаним гетеродином.

У наступному поколінні радіопеленгаторів стали використовуватися рознесення на невелику відстань в горизонтальній площині вертикальні симетричні або несиметричні диполі (монополі). Ідея застосування вертикальних дипольних антен, рознесених не більше ніж на десяту частину довжини хвилі, належить англійцю Едкок (1917 р.), який показав, що таким чином можна отримати діаграму спрямованості (ДС), аналогічну рамковим антен, не вдаючись при цьому до знаходження додаткових горизонтально поляризованих компонент поля. Антенні системи Едкок відносяться до антен з малою базою, оскільки геометрична відстань між вертикальними диполями багато менше довжини хвилі. З 1931 р. антени Едкок стали широко використовуватися на практиці [11]. Також відомі різні модифікації пеленгаторів з антеною системою Едкок, розраховані на зменшення антенного ефекту [11].

Системи пеленгування, що реалізують метод Ватсона–Ватта і Едкок відносяться до амплітудно–фазових методів. У них використовується синхронний вимір амплітуди пеленгованого сигналу трьома антенами. Дві з них мають ДС у вигляді вісімки і розташовані на ортогональних базах, третя антена – ненаправлена. У методі Ватсона–Ватта використовуються рамкові антени, в системах Едкок для цієї мети використовуються пари зфазованих вертикальних диполів. Перевагами пеленгаторів Ватсона–Ватта і Едкок є малий час реакції, висока точність і чутливість. Недоліками цих пеленгаторів є порівняно вузький частотний діапазон, погана стійкість до перешкод

внаслідок багатопроменевого прийому, обмежена можливість розрізнення декількох некогерентних сигналів з різними азимутами в одному частотному каналі [9].

У період WWII в Англії і США випускалися радіопеленгатори з рознесеними рамковими антенами, які використовувалися для пеленгування в діапазоні гектометрових хвиль [12]. Необхідність розробки таких радіопеленгаторів була викликана тим, що пеленгатори з антеною системою Едкок давали великі помилки за рахунок різкого зменшення рівня сигналу при знаходженні джерела радіовипромінювання на відстані 50 – 350 км при збільшенні кута падіння радіохвиль [12].

У 1943 р німецькою фірмою «Telefunken» був побудований широкоапертурний радіопеленгатор Вулленвебера з антеною великої бази (в порівнянні з довжиною хвилі) для роботи в діапазоні частот 6– 20 МГц. Антенна система являла собою складну інженерну споруду, що складається з сорока вертикально розташованих широкосмугових антенних систем, розміщених по окружності радіуса 120 м. За антенами по внутрішньому колу, була встановлена металева сітка для забезпечення прийому радіохвиль, що приходять ззовні [12]. Від кожної антени під землею були прокладені фідери з хвильовим опором 75 Ом до операторської, розташованої в центрі.

Амплітудні системи, що реалізують метод Вулленвебера, засновані на електронному скануванні ДС антенної решітки (АР). У цьому методі для отримання оптимальної ДС в певному секторі сигнали з декількох антенних елементів (АЕ) пропускаються через фазозсувні пристрої і підсумовуються. Таким чином, для отримання оптимальної ДС в межах всього кола потрібна велика кількість АЕ і фазозсувних ланцюгів, а також складна система комутації. Недоліком таких систем, крім їх складності, є відносно вузький частотний діапазон (коефіцієнт перекриття не більше 10). До переваг відносяться висока чутливість і точність, хороша стійкість до перешкод, що виникають через багатопромінність, можливість розрізнення декількох некогерентних сигналів з різними азимутами в одному частотному каналі [12].

Метод пеленгування на основі ефекту Доплера реалізований при використанні ненаправленої антени, яка обертається з постійною кутовою швидкістю відносно осі, перпендикулярної площині поширення радіохвилі. Обертання антени реалізує частотну модуляцію сигналу. Максимальне доплерівське зрушення частоти виявляється з напрямку приходу радіохвилі, яке збігається з дотичною до кола обертання антени. Таким способом отриманий ЧС сигнал подається з антени на вхід радіоприймального пристрою. До виходу частотного детектора підключений фазовий детектор, на опорний вхід якого подається гармонійний сигнал приводу антенної системи. При відповідному фазуванні опорного сигналу напрямок на джерело радіовипромінювання відповідає максимуму напруги на виході фазового детектора [9].

Перший КВ пеленгатор на основі ефекту Доплера був розроблений в 1941 р. Швидке вдосконалення радіотехнологій та необхідність пеленгування в усі більш високочастотних діапазонах, привела до появи вже в 1943 р. доплерівського пеленгатора для частоти 3 ГГц. Для контролю повітряного простору з 50-их років минулого століття аеропорти по всьому світу стали використовувати пеленгаторних системи на основі ефекту Доплера.

На відміну від пеленгаторних систем на основі ефекту Доплера з антеною, що обертається, стали з'являтися псевдодоплерівські системи з нерухомою антеною системою, де імітація обертання антени реалізована в кільцевої АР за рахунок електронного перемикання відповідних антенних елементів [9].

Доплерівські і псевдодоплерівські системи відносяться до фазових. Перевагою доплерівських (псевдодоплерівських) радіопеленгаторів є широкий частотний діапазон (коефіцієнт перекриття більше 10), висока чутливість і точність, стійкість до перешкод при багатопроменевому прийомі. Основні їх недоліки: неможливість роздільності сигналів в одному частотному каналі; вплив власної модуляції пеленгованого сигналу на точність пеленга при пеленгування сигналів з кутовою модуляцією;

обмеження ширини смути пеленгованого сигналу робочої області частотного або фазового дискримінатора [9].

У 70–х роках в радіопеленгаторних системах стали застосовувати цифрову схемотехнику, а в 80– 90– х роках стали використовувати цифрову обробку сигналів (ЦОС).

Необхідність виявлення і пеленгування сигналів з розширеним спектром частот, наприклад, сигналів з навмисним розширенням спектра або програмної перебудови частоти, призвела до появи широкосмугових пеленгаторів, де на основі ЦОС вдалося поєднати процеси пошуку та пеленгування [9].

Методи, відомі раніше з теорії спектрального аналізу, і застосування ЦГЗ дозволили реалізувати обчислення параметрів падаючої хвилі на основі обробки сигналів від багатьох просторово рознесених однотипних антен, що дозволило реалізувати новий тип пеленгаторів – кореляційні інтерферометри (КІ).

1.2 Рівносигнальний метод пеленгування в автоматичному радіокомпасі

Рівносигнальний метод пеленгування часто можна використовувати з однією антеною, ДС якої в часі послідовно може приймати два положення. Такий підхід використовується, наприклад, в автоматичному радіокомпасі, структурна схема якого наведена на рис. 1.1 [9].

Антенна система радіокомпаса складається з двох антен, рамкової антени, що обертається, і несиметричного вертикального диполя, розташованого по осі обертання рамкової антени. Застосування тільки одної рамкової антени призводить до неоднозначності визначення сторони приходу радіохвилі.

Нехай пеленгованого сигнал створює в точці прийому напруженість поля

$$e(t) = E \cos(\omega_0 t), \quad (1.1)$$

тоді ЕРС, що наводиться в рамковій антені, буде

$$e_p(t) = E_p \sin(\Theta) \sin(\omega_0 t) . \quad (1.2)$$

Кут приходу радіохвилі θ відраховується від нормалі до площини рамкової антени, як показано на рис. 1.2.[9]

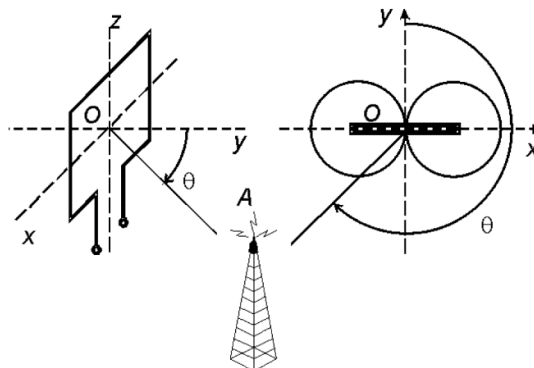


Рисунок 1.2 – Діаграма спрямованості рамкової антени

Використовуваний в автоматичному радіокомпасі метод максимуму або мінімуму має ті ж недоліки базових методів. Тому сигнал рамкової антени після посилення і повороту на 90° підсумовують з сигналом від ненаправленої штирьової антени:

$$e_a(t) = E_a \cos(\omega_0 t) . \quad (1.3)$$

За умови, що $E_p = E_a$, результуючий сигнал набуде вигляду:

$$e_c(t) = e_p(t) + e_a(t) = E_a (1 + \sin(\Theta)) \cos(\omega_0 t) \quad (1.4)$$

ДС такої антенної системи в полярній СК є кардіоїда і визначається виразом $1 + \sin(\alpha)$, графік якої представлений на рис. 1.3 а [9].

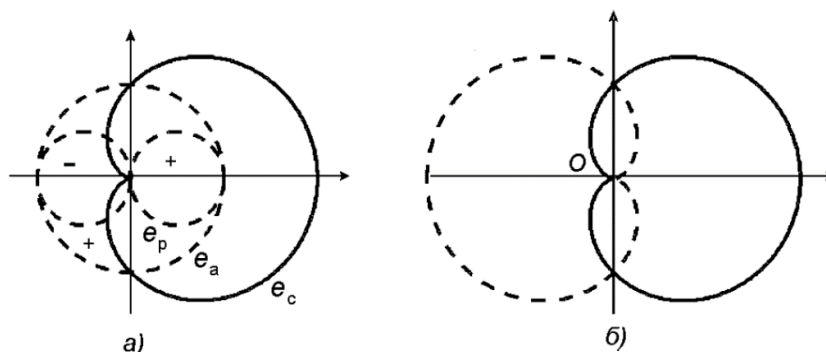


Рисунок 1.3 – Формування рівносигнального напрямку

в автоматичному радіокомпасі

При зміні фази сигналу з виходу рамкової антени (на 180°) напрямок максимуму кардіоїди так само зміниться на 180° . За допомогою балансного модулятора, фаза сигналу з виходу рамкової антени періодично перемикається на 180° . Кардіоїда при цьому буде переміщатися з правої напівплощини в ліву, тобто будуть по черзі формуватися дві симетричні ДС (як показано на рис. 1.3 б) [9]. За рахунок системи фазового автопідстроювання в даній системі буде тільки один стійкий рівносигнальний напрямок, який буде направлений з точки 0 вертикально вгору (рис. 1.3 б) [9]. Двигун, який керується сигналом з виходу фазового детектора, буде повертати рамкову антену до тих пір, поки рівносигнальний напрямок не буде співпадати з напрямком на джерело сигналу.

Обертову рамкову антену можна замінити системою, що складається з двох нерухомих взаємно перпендикулярних рамок [9].

1.3 Автоматичний радіопеленгатор з малою антенною базою

Антенною системою такого пеленгатора є дві нерухомі взаємно перпендикулярні рамкові антени і одна антена з круговою ДС (рис. 2.4).

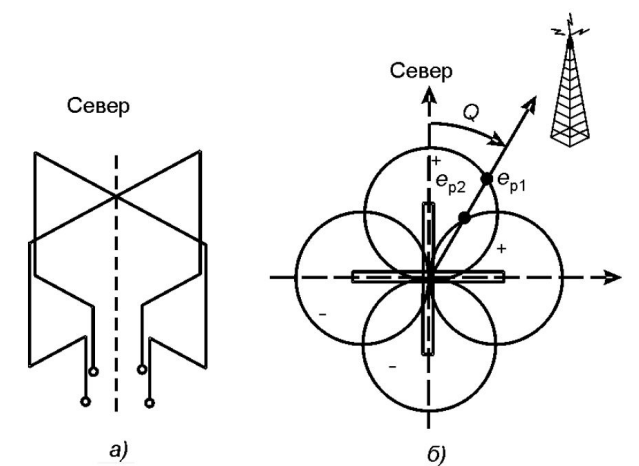


Рисунок 1.4 – Антенна система з двох перпендикулярних рамок

Сигнали, що наводяться в рамкових антенах, від джерела радіовипромінювання визначаються як

$$e_{p1}(t) = E_p \cos(\Theta) \sin(\omega_0 t), \quad (1.5)$$

$$e_{p2}(t) = E_p \sin(\Theta) \sin(\omega_0 t). \quad (1.6)$$

Сигнали з виходу кожної рамки надходять на ідентичні прийомні канали, де вони фільтруються, посилюються і перетворюються на проміжну частоту $\omega_{пч}$:

$$u_1 = U_0 \cos(\Theta) \sin(\omega_{пч} t), \quad (1.7)$$

$$u_2 = U_0 \sin(\Theta) \sin(\omega_{пч} t), \quad (1.8)$$

де U_0 – максимальне вихідна напруга на ПЧ.

Якщо в якості індикаторного блоку використовується електронно–променева трубка (ЕПТ), то сигнал $u_1(t)$ надходить на вертикальні відхилюючі пластини, а сигнал $u_2(t)$ – на горизонтальні відхилюючі пластини. Електронний промінь прокреслює на екрані діаметральну лінію, яка в залежності від величин $u_1(t)$ і $u_2(t)$ і їх знаків відхиляється на кут:

$$\operatorname{tg}(\phi) = \frac{u_1(t)}{u_2(t)} = \operatorname{tg}(\theta), \quad (1.9)$$

тобто тут є неоднозначність відліку пеленга, якому відповідали би два кута $\phi = \theta$ і $\phi = \theta + \pi$.

Для того щоб усунути неоднозначність пеленга, застосовується додаткова ненаправлена антена, сигнал з якої фазує таким чином, щоб він знаходився в фазі (або протифазі) з сигналом першої рамки, коли джерело радіовипромінювання знаходиться строго на півночі. Сигнал з ненаправленої антени після фільтрації, посилення і перетворення на ПЧ надходить на керуючий електрод ЕПТ і своїм негативним напівперіодом гасить половину розгортки променя, який відповідає помилковому напрямку [9].

На рис. 1.5 показані вихідні напруги каналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$, а також сигнал додаткового каналу ненаправленої антени для азимута кутів приходу джерела радіовипромінювання $\theta = 30^\circ$ і $\theta = 250^\circ$. При значенні кута приходу

радіохвилі $\theta = 30^\circ$, напруга гасить зображення, яке відповідає негативним хвилям напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$. При значенні кута приходу радіохвилі $\theta = 250^\circ$ гаситься зображення, відповідне позитивним хвилям напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$.

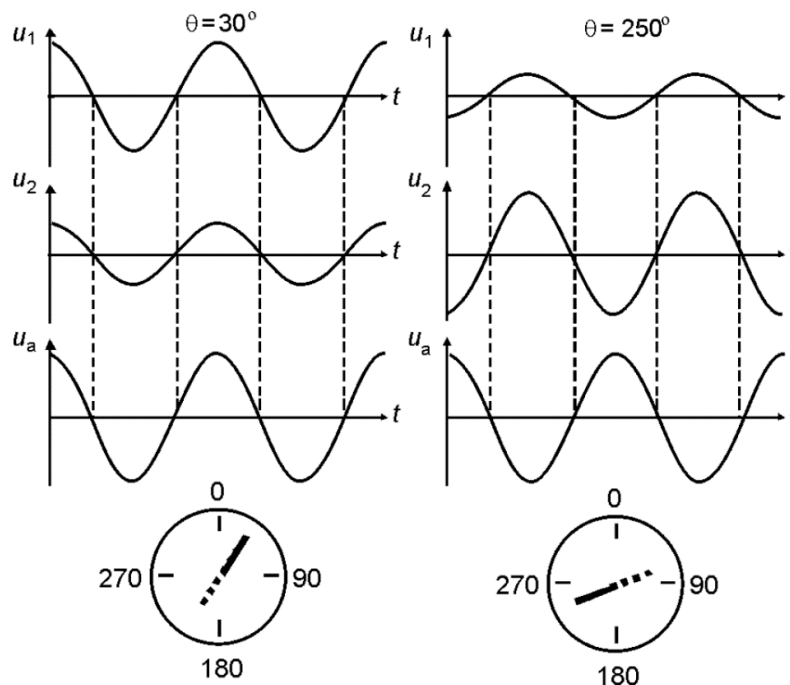


Рисунок 1.5 – Вихідні напруги в каналах радіопеленгатора

Отже, однозначність пеленга на індикаторі виходить при використанні замикаючого сигналу від ненаправленої антени. Ця ідея була запропонована Ватсоном–Ваттом в 1926 р Структурна схема радіопеленгатора, що реалізує даний принцип, представлена на рис. 1.6.

Однак радіопеленгатори Ватсон–Ватта з взаємно перпендикулярними рамковими антенами в діапазоні гектометрових хвиль дають великі помилки (особливо в нічний час), що викликано прийомом на горизонтальні частини рамкових антен, відбитих від іоносфери майже вертикально падаючих радіохвиль [9].

Якщо в якості АС використовувати дві пари ідентичних протифазно порушених вертикальних диполя з взаємно перпендикулярними базами, розміри яких набагато менше довжини хвилі сигналу, то ДС такою антенної

системи буде ідентична антенної системі з взаємно перпендикулярними рамками. Така дипольна антенна система забезпечує менші помилки пеленгування при прийомі радіохвиль, відбитих від іоносфери, в порівнянні з рамковими антенами в радіопеленгаторів Ватсон– Ватта.

Нехай в двох точках A_1 і A_2 горизонтальній площині на відстані $2b$ один від одного, розташовані однакові вертикальні диполі (рис. 1.7), на які приймається вертикально поляризована хвиля, напрямком приходу якої в горизонтальній площині задано кутом θ . Для простоти викладу нехай кут приходу хвилі в вертикальній площині $\beta = 0$.

Тоді напруги на виходах антен можна записати у вигляді:

$$u_{A_1}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t - \phi_A), \quad (1.10)$$

$$u_{A_2}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \phi_A). \quad (1.11)$$

де ω_0 – циклічна частота падаючої хвилі; ϕ_A – фазовий зсув падаючої хвилі в точці A_1 по відношенню до точки O або фазовий зсув в точці O по відношенню до точки A_2 (рис. 1.7) [9].

Для включених протифазно антен результуюча напруга на виході дорівнює

$$u_p = u_{A_2} - u_{A_1} = -2U_0 \sin(\phi_A) \sin(\omega_0 t). \quad (1.12)$$

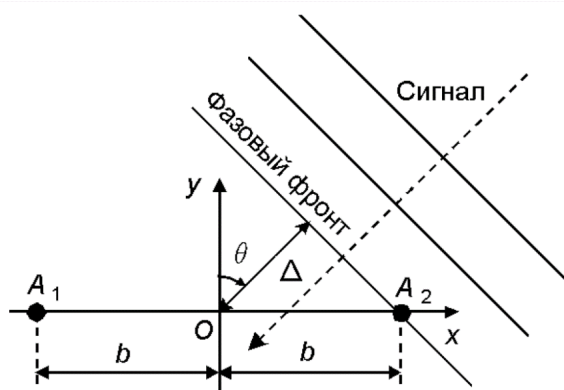


Рисунок 1.7 – Пеленгаторна пара (у горизонтальній площині)

Фазовий зсув ϕ_A можна визначити з урахуванням відстані Δ (рис. 1.7).

Так, відстань Δ хвиля проходить за час

$$\tau_s = \Delta / c \quad (1.13)$$

де c – швидкість світла. З іншого боку, швидкість світла

$$c = \frac{\omega \lambda}{2\pi}, \quad (1.14)$$

де λ – довжина хвилі. Тоді для (1.13)

$$\tau_s = \frac{2\pi\Delta}{\lambda\omega_0}. \quad (1.15)$$

остаточно

$$\phi_A = \omega_0 \tau_s = \omega_0 \frac{2\pi\Delta}{\lambda\omega_0} = \frac{2\pi\Delta}{\lambda}. \quad (1.16)$$

У свою чергу, нехай

$$\Delta = b \sin(\theta), \quad (1.17)$$

Підставивши (1.17) в (1.16), отримаємо

$$\phi_A = \frac{2\pi b \sin(\theta)}{\lambda}. \quad (1.18)$$

Результуюча напруга на виході (1.12) дорівнюватиме:

$$u_p = 2U_0 \sin\left(\frac{2\pi b \sin(\theta)}{\lambda}\right) \sin(\omega_0 t). \quad (1.19)$$

Таким чином, пеленгаторна пара з протифазно увімкненими антенними елементами з малою базою має ДС як вісімки (як і рамкова антенна система Ватсон–Ватта) [9].

Антенні системи з двох пеленгаторних пар з взаємно перпендикулярними базами, які відносяться до антенних систем з малою базою, оскільки геометрична відстань між дипольними антенами багато менше довжини хвилі. Антенна система з двох пеленгаторних пар з взаємно перпендикулярними базами отримала назву антеною системи Еджок і широко використовувалася на практиці в першій половині і в середині ХХ століття. Радіопеленгатори з антеною системою Еджок, в порівнянні з взаємно

перпендикулярними рамковими антенами Ватсон–Ватта, забезпечують менші помилки пеленгування, особливо в разі пеленгації радіохвиль, відбитих від іоносфери.

Якщо у пеленгатора реалізовано три приймальних канала для трьох антен, такий пеленгатор ще називається моноімпульсним. Він забезпечує пеленгування радіосигналів з мінімальною тривалістю, має просте технічне рішення, малі габарити і вага. Недоліками моноімпульсних пеленгаторів з антенними системами з малою базою є збільшення помилок пеленгування при багатопроменевому поширенні радіохвиль. Для зменшення помилок пеленгування, викликаних багатопроменевим поширенням радіохвиль, прагнуть до збільшення бази [9].

Сучасні радіопеленгатори з антеною системою Еджок в своєму складі використовують більше двох пеленгаторних пар.

Сучасні пеленгатори вже не відображають ставлення напруг від антен за допомогою ЕПТ, а проводять цифрову обробку сигналів на ПЧ. Вибірковість по сусідньому каналу досягається ЦОС, пеленг обчислюється чисельно і відображається на ПЕОМ за допомогою графічного інтерфейсу.

1.4 Допплерівський і квазідоплерівський пеленгатори

Суть ефекту Доплера полягає в тому, що відносне (або взаємне) переміщення приймача і передавача призводить до зміни частоти (отже, і фази) сигналів щодо частоти випромінюваних сигналів. Звідси приріст частоти сигналу, що наводиться в антені, має негативні значення в проміжках часу, коли антена віддаляється від джерела радіосигналу; має позитивні значення в проміжках часу, коли антена наближається до джерела радіосигналу і дорівнює нулю, коли антена знаходиться перпендикулярно напрямку поширення ЕМВ. Радіопеленгатор, який витягує інформацію про направлення поширення ЕМВ з просторового положення поверхонь рівних фаз відноситься до фазових пеленгаторів і їх дія заснована на ефекті Доплера

[9].

Нехай ненаправлена в горизонтальній площині приймальна антена (наприклад, вертикальний диполь) обертається з кутовою частотою Ω по колу радіуса R у полі, створюваному віддаленим передавачем електромагнітних коливань частоти ω_0 . За аналогією з (1.16) різниця фаз між обертається антеною і точкою, розташованою в центрі обертання, дорівнює

$$\phi_A = \frac{2\pi R}{\lambda} \sin(\Omega t + \theta) . \quad (1.20)$$

Таким чином, фаза сигналу, що наводиться в антені, буде модулювати за синусоїдальним законом, а відхилення миттєвої частоти від номінального значення ω_0

$$\Delta\omega_A = \frac{d\phi_A}{dt} = \frac{2\pi R\Omega}{\lambda} \cos(\Omega t + \theta) , \quad (1.21)$$

також буде змінюватися за частотою, причому початкова фаза зміни частоти буде визначатися кутом падіння радіохвилі θ .

Для виділення початкової фази і, отже, визначення азимуту на ІРІ, сигнал з виходу антенного комутатора подається на фазовий детектор, де його фаза порівнюється з фазою опорної напруги:

$$u_0(t) = U_0 \cos(\Omega t) . \quad (1.22)$$

фаза (1.22) дорівнює 0 в моменти підключення АЕ, відповідного нульового азимуту.

Допплерівський пеленгатор може визначати напрямок на ІРІ будь-яких видів сигналів (як модульованих, так і немодульованих). У разі АМ величиною, що змінюється, буде амплітуда в антенах ЕРС. У разі кутової модуляції нижня частота моделюючого коливання зазвичай більше кутової частоти обертання антени Ω (наприклад, для стандартного телефонного каналу $f_{\text{нж}} = 300$ Гц, а $\Omega = 100 \dots 150$ Гц), що дозволяє при використанні усереднених результатів за кілька періодів зменшити вплив кутової модуляції на розрахунок пеленга [9].

На практиці замість обертових антен застосовують системи

розташованих по колу нерухомих антен, які з частотою Ω по черзі підключаються до входу приймача. Такий пеленгатор отримав назву квазідоплерівського пеленгатора. У квазідоплерівському пеленгаторі комутація сусідніх антен здійснюється не миттєво, а зі змінними в часі ваговими множниками, наприклад, змінюються по лінійному закону. Наприклад, в початковий момент часу перший АЕ повністю підключений, а другий – повністю відключений від виходу АР. З плином часу ваговий коефіцієнт включення першої антени поступово (в ідеальному випадку – лінійно) зменшується до нуля до моменту повного включення другого АЕ, що відповідає «плавному» повороту антенної системи в доплеровському пеленгаторі [9].

Для отримання однозначних результатів пеленгування, відстань між окремими АЕ має бути менше половини довжини хвилі прийнятого радіосигналу. На практиці зазвичай вибирають відстань близько $1/3$ мінімально можливої довжини хвилі $\lambda_{\min}$.

Квазідоплеровські пеленгатори використовуються для обчислення пеленга вузькосмугових ІРІ з безперервними видами модуляції. Недоліком їх є необхідність точного налаштування на несучу частоту сигналу, так як при роботі на схилах частотної характеристики зміни частоти при ЧМ перетворюються в амплітудну модуляцію. Ще одним недоліком доплерівського методу є великий час визначення пеленга – як мінімум один цикл сканування антеною системи (при типовий частоті обертання $\Omega = 150$ Гц один цикл займає близько 7 мс).

1.5 Фазовий і кореляційний інтерферометри

Пеленгатори, які обчислюють пеленг на основі даних про різницях фаз сигналів від ІРІ, отриманих на антенних елементах антеною системи, називаються інтерферометрами. Наприклад, два канали прийому в поєднанні з фазовим детектором дозволяють визначити фазову затримку пеленгованого радіосигналу, прийнятого більшістю в дві АЕ антенної системи. Зазвичай в

інтерферометрах використовується не менше двох когерентних каналів прийому, тому інтерферометри відносяться до багатоканальних пеленгаторів. Для зменшення часу розрахунку пеленга використовуються моноімпульсні пеленгатори, в яких число каналів прийому дорівнює числу АЕ. У інтерферометрах використовуються ненаправленні широкосмугові АЕ. Інтерферометри діляться на фазові і кореляційні [9].

1.5.1 Фазові інтерферометри

У фазових інтерферометрах пеленг розраховується безпосередньо на основі вимірювання різниць фаз на антенних елементах антенної системи.

В кореляційних інтерферометрах для визначення пеленга виконується послідовне порівняння даних про вимірювання різниць фаз на АЕ антеною системи з масивами даних про різниці фаз, теоретично розрахованих при різних кутах приходу радіосигналу від ІРІ. Порівняння виконується шляхом обчислення квадратичної помилки або коефіцієнта кореляції. Як результат береться азимут, для якого коефіцієнт кореляції приймає максимальне значення. Структурна схема інтерферометра з N-канальним цифровим приймачем приведена на рис. 1.8 [9].

Нехай напруженість складової електричного поля від ІРІ в центрі АР визначається як:

$$e(t) = E_0 \cos(\omega t + \phi(t) + \phi_0). \quad (1.23)$$

де E_0 – амплітуда; ω – центральна частота радіосигналу; $\phi(t)$ – фаза, що залежить від модуляції радіосигналу; ϕ_0 – початкова фаза сигналу в центрі АР. Тоді напруженість поля, створювана сигналом в фазовому центрі m-го АЕ

$$e_n(t) = E_0 \cos(\omega t + \phi_n(t) + \phi_{n0}) = E_0 \cos(\omega(t + \tau_z) + \phi(t + \tau_z) + \phi_0), \quad (1.24)$$

де τ_z – час затримки, викликане різницею ходу фронту ЕМВ від n-го АЕ до центру АР [9].

Нехай відстані між антенними елементами АР і її центром в порівнянні з

довжиною несучої хвилі, а сигнал $ek(t)$ вузькосмуговий. Тоді швидкість зміни фази $\varphi(t)$ в порівнянні зі швидкістю зміни функції ωt буде дуже мала і (1.24) можна спростити:

$$e_n(t) = E_0 \cos(\omega t + \omega \tau_s + \varphi(t) + \varphi_0) \quad (1.25)$$

З урахуванням (1.23), отримаємо

$$e_n(t) = E_0 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi \Delta_n}{\lambda} + \varphi(t) + \varphi_0\right) \quad (1.26)$$

Для обчислення різниці ходу Δn в тривимірному просторі зручно використовувати формулу векторного скалярної множини з урахуванням геометрії завдання (рис. 1.9).

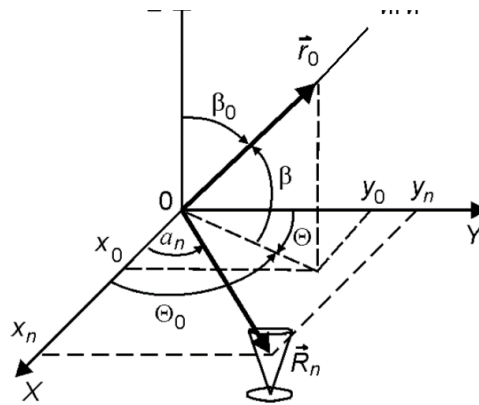


Рисунок 1.9 – Визначення комплексної амплітуди напруженості ЕМП на n -м елементі антеною решітки

Нехай вектор $\vec{r}_0 = [x_0, y_0, z_0]^T$ – одиничний вектор, що співпадає з напрямком на ІРІ, тобто перпендикулярний площині фазового фронту хвилі і заданий своїми проекціями в правосторонній декартовій системі координат (СК). Вектор $\vec{R}_n = [x_n, y_n, z_n]^T$ – радіус-вектор, що задає положення n -го антенного елемента АР. Нехай обидва вектори виходять з початку СК – центру АР (рис. 1.9) [9].

Тоді скалярний твір вектора $\vec{r}_0$ на вектор $\vec{R}_n$ – це твір модуля вектора

$\vec{R}_n$. на проекцію вектора $|\vec{r}_0|$ на напрям вектора $\vec{R}_n$. Проекція вектора на одиничний вектор буде дорівнювати різниці ходу хвилі від n-го елемента АР до її центру:

$$\Delta_n = \vec{r}_0 \cdot \vec{R}_n, \quad (1.27)$$

тоді вираз (7.36) набуде вигляду:

$$e_n(t) = E \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} \vec{r}_0 \cdot \vec{R}_n + \varphi_0\right) \quad (1.28)$$

і комплексна амплітуда напруженості ЕМВ в точці розташування фазового центру n-го елемента АР

$$\dot{E}_n = E_n \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda} \vec{r}_0 \cdot \vec{R}_n + \varphi(t) + \varphi_0\right)\right] \quad (1.29)$$

Розкриваючи скалярний твір, отримаємо

$$\dot{E}_n = E_n \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda} (x_0 x_n + y_0 y_n + z_0 z_n) + \varphi(t) + \varphi_0\right)\right] \quad (1.30)$$

З урахуванням запису одиничного вектора $\vec{r}_0 = [x_0, y_0, z_0]^T$ в сферичній СК, отримаємо:

$$\dot{E}_n = E_n \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda} (x_n \sin\beta_0 \cos\theta_0 + y_n \sin\beta_0 \cos\theta_0 + z_n \sin\beta_0 \cos\theta_0) + \varphi(t) + \varphi_0\right)\right] \quad (1.31)$$

де θ_0 – азимутальний напрямок на ІРІ, що відраховується від осі x проти годинникової стрілки; β_0 – кут місця, відлічуваний від осі z за годинниковою стрілкою, як прийнято в сферичній системі координат (рис. 1.9) [9].

У практиці пеленгування для позначення азимута зазвичай використовується кут θ , відлічуваний від осі y за годинниковою стрілкою, для позначення кута місця використовується кут β , відлічуваний від азимутальної площини. Кути θ і β пов'язані з координатами в сферичній СК θ_0 і β_0 співвідношеннями:

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \theta_0, \quad \beta = \frac{\pi}{2} - \beta_0. \quad (1.32)$$

Для позначення азимута і кута місця ІРІ в подальших викладках будемо використовувати координатні кути сферичної СК θ_0 і β_0 .

Якщо всі елементи АР розташовані в площині XOY , то проекція радіус-вектора АЕ на вісь x дорівнює нулю, тобто $z_n = 0$ і

$$\dot{E}_n = E_n \exp \left[j \left(\frac{2\pi}{\lambda} (x_n \cos \theta_0 + y_n \sin \theta_0) \sin \beta_0 + \varphi(t) + \varphi_0 \right) \right]. \quad (1.33)$$

З останнього виразу визначимо фазовий зсув між двома елементами антенної системи пеленгатора

$$\Delta\Phi_{n1,n2} = \arg(E_{n1}) - \arg(E_{n2}) = \frac{2\pi}{\lambda} [(x_{n1} - x_{n2}) \cos \theta_0 - (y_{n1} - y_{n2}) \sin \theta_0] \sin \beta_0, \quad (1.34)$$

Останній вираз містить дві невідомі величини: азимут θ_0 і кут місця β_0 . Для того щоб їх визначити, необхідно мати два рівняння. Це має на увазі наявність двох різниць фаз між елементами АР. Отже, мінімальне число елементів АР для визначення азимута і кута місця повинно бути 3 [9].

Нехай АР складається з трьох елементів, виміряні фазові зрушення $\Delta\Phi_{1,2}$ між першим і другим і $\Delta\Phi_{1,3}$ між першим і третім елементами. Тоді азимут і кут місця можна обчислити з системи двох нелінійних рівнянь:

$$\Delta\Phi_{1,2} = \frac{2\pi}{\lambda} [(x_{n1} - x_{n2}) \cos \theta_0 - (y_{n1} - y_{n2}) \sin \theta_0] \sin \beta_0; \quad (1.35)$$

$$\Delta\Phi_{1,3} = \frac{2\pi}{\lambda} [(x_{n1} - x_{n3}) \cos \theta_0 - (y_{n1} - y_{n3}) \sin \theta_0] \sin \beta_0.$$

Якщо АЕ розташовані на площині в вершинах рівнобедреного прямокутного трикутника з довжиною катетів B , як показано на рис. 2.10, то система рівнянь (1.35) спрощується:

$$\Delta\Phi_{1,2} = \frac{2\pi}{\lambda} B \sin \theta_0 \sin \beta_0; \quad (1.36)$$

$$\Delta\Phi_{1,3} = \frac{2\pi}{\lambda} B \cos \theta_0 \sin \beta_0.$$

Розділивши перше рівняння на друге, отримаємо

$$\operatorname{tg} \theta_0 = \frac{\Delta\Phi_{1,2}}{\Delta\Phi_{1,3}}. \quad (1.37)$$

Зводячи в квадрат ліві і праві частини рівнянь (1.36) і склавши їх, одержимо

$$\Delta\Phi_{1,2}^2 + \Delta\Phi_{1,3}^2 = \left(\frac{2\pi B}{\lambda}\right)^2 (\sin^2 \theta_0 + \cos^2 \theta_0) \sin^2 \beta_0 = \left(\frac{2\pi B}{\lambda}\right)^2 \sin^2 \beta_0 \quad (1.38)$$

З виразів (1.37) і (1.38) отримаємо остаточні вирази для азимута і кута місця для антенного фазового інтерферометра:

$$\theta_0 = \arctg\left(\frac{\Delta\Phi_{1,2}}{\Delta\Phi_{1,3}}\right); \quad (1.39)$$

$$\beta_0 = \frac{\sqrt{\Delta\Phi_{1,2}^2 + \Delta\Phi_{1,3}^2}}{2\pi B / \lambda}. \quad (1.40)$$

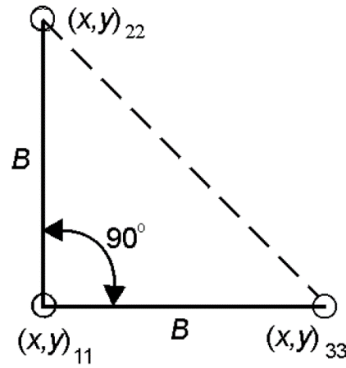


Рисунок 1.10 – Трьохелементна антенна система фазового інтерферометра

При деяких значеннях азимута і відносини B/λ фазовий зсув на елементах АР може перевищити 360° , в результаті виникає неоднозначність вимірювання пеленга. Так, для набігів фази, рівних, наприклад, 20° і 380° , вимірювач фази покаже одне і те ж значення. Тому для однозначності пеленгування необхідно, щоб різниця фаз не перевищувала $\pm 180^\circ$. Отже, відстань між елементами АР не повинна перевищувати половини довжини хвилі пеленгованого сигналу: $B < \lambda/2$ [9].

Чим більше база антенної системи, тим точніше можна виміряти різницю фаз на її антенних елементах, але, як уже говорилося, збільшувати базу можна тільки до значення $B < \lambda/2$. Тому в широкосмугових фазових

інтерферометричних пеленгаторах використовують багатобазові антенні системи, в яких неоднозначність усувають за допомогою додаткових більш грубих вимірювачів з меншими базами. Відомий підхід до побудови пеленгатора, який отримав назву «метод уточнень», коли за допомогою вимірника з малою базою визначається однозначний, але недостатньо точний пеленг, далі цей пеленг послідовно уточняється вимірювачами з великими базами. Інший підхід до побудови багатобазових фазових інтерферометрів заснований на статистичній оптимізації обчислення пеленга по всій вибірці вимірних фазових зрушень. Така оптимізація забезпечує і усунення неоднозначності. Теоретичною основою цього методу є принцип максимальної правдоподібності[9].

На практиці трьохелементна антенна конфігурація часто посилюється додатковими АЕ, що дає можливість використовувати антенну систему в широкому діапазоні частот. Найбільш часто використовувана структура таких антен є рівнобедрений прямокутний трикутник або кільцеві АР.

Використання трикутних АР обмежується діапазоном частот до 30 МГц [9]. На більш високих частотах використовуються кільцеві АР, так як вони забезпечують однакові міжелементні зв'язки між антенними елементами і мінімальний зв'язок антенної системи з щоглою, і завдяки центральній симетрії забезпечується незалежність характеристик від напрямку ІРІ.

При використанні в фазових інтерферометрах кільцевих багатоантенних решіток з'являються такі можливості використання:

- «Заповнених» (filled) антенних груп, де різниця фаз між сусідніми елементами завжди менше 180° і, таким чином, уникнути неоднозначності;
- «Проріджених» (thinned out) антенних груп, де, принаймні одна пара елементів може мати різницю фаз більш ніж 180° .

1.5.2 Кореляційні інтерферометри

Ефективним засобом видалення подвійності «проріджених» антенних

решіток є метод, який використовується в кореляційному інтерферометрі. В основі його роботи лежить порівняння вимірних різниць фаз між елементами АР з різницями фазопорного просторового сигналу(ОПС), розрахованими теоретично при даному куті приходу хвилі. Порівняння реалізується обчисленням квадратичної помилки або коефіцієнта кореляції для двох наборів даних – отриманого виміром і теоретично. Теоретичний набір даних ОПС необхідний для всіх можливих напрямків приходу радіохвилі. За направлення пеленга приймається той напрямок ОПС, для якого коефіцієнт кореляції з вимірними даними є максимальний.

Кореляційний інтерферометр (КІ) обчислює пеленг по сукупності сигналів, які надходять з однотипних антенних елементів АР [9].

Труднощі реалізації та контролю характеристик ідентичних каналів прийому, необхідних для пеленгування, на початковому етапі розвитку привели до створення одноканальних радіопеленгаторів. За принципом дії вони також є багатоканальними, але фізичний поділ каналів замінено в них частотним або тимчасовим поділом. Однак простота усунення похибок пеленгування, пов'язаних з неідентичністю прийомних каналів, супроводжується появою інших недоліків. Наприклад, при частотному поділі каналів неминуче призведе до зменшення товщини одного каналу, при тимчасовому поділі – збільшується час вимірювань, з'являється залежність результатів пеленгування від змінювати установки за період вимірювань.

Інтерферометр з цифровим приймачем, число когерентних каналів якого дорівнює числу АЕ, реалізує моноімпульсний метод пеленгування. Такий пеленгатор забезпечує найбільшу швидкість обчислення пеленгів, але складний, дорожчий у виготовленні і налаштуванні. Важливим завданням, яке необхідно вирішити у моноімпульсному пеленгаторі, є виконання вимоги ідентичності АЧХ і ФЧХ прийомних каналів. Зазвичай це завдання вирішується шляхом періодичного калібрування за допомогою тестового зондуєчого сигналу невеликої потужності, що подається в прийомні канали.

Структурна схема багатоканального КІ збігається зі структурною схемою

багатоканального фазового інтерферометра, наведеного на рис. 1.8 [9]. Для стаціонарних і мобільних станцій радіомоніторингу найбільшого поширення в даний час отримали схеми КІ з двома каналами прийому (рис. 1.11).

Основні елементи КІ: антенна решітка, антенний комутатор, двоканальний когерентний приймач, блок аналого– цифрової обробки. Двоканальний приймач має два входи – сигнальний (1) і опорний (2). Антенний комутатор послідовно підключає до входів двоканального приймача пари елементів АР, які обираються відповідно до алгоритму пеленгування. Для забезпечення когерентного прийому сигналів на змішувачі обох каналів прийому подається така ж високочастотна напруга, що формується синтезатором частот. Основні функції двоканального приймача: перетворення частоти радіосигналу і первинна фільтрація по побічним каналам прийому, тобто функція підготовки прийнятого радіосигнала до перетворення в цифровий вигляд. У блоці аналого– цифрової обробки виконуються основні обчислювальні операції за алгоритмом цифрової обробки.

Принцип роботи інтерферометра заснований на порівнянні фаз поля в просторово– рознесених точках з метою визначення орієнтації поверхні рівних фаз, однозначно пов'язаної з напрямком поширення від ІРІ.

Збільшення числа пар просторово– рознесених точок, що розрізняються між собою відстанню «розносу» або базою і кутовою орієнтацією в просторі, дозволяє збільшити інформацію про структуру прийому хвилі і відповідно підвищити якість формування кутового просторового спектра радіосигналу. Антенні елементи, які є датчиками ЕМП, розташовуються, як правило, в площині пеленгування (азимутальній площині), що пов'язано з можливостями технічної реалізації ідентичних фазових центрів кожного АЕ. Як вже говорилося, для забезпечення однозначності пеленгування в круговій зоні необхідно мати, принаймні три АЕ, розташованих в площині пеленгування.

З огляду на необхідність сканування по азимуту в межах 360° з

однаковою якістю вимірювань, АР повинна бути симетричною щодо її фазового центру. До числа симетричних плоских АР відносяться еквідистантні одно- і багатокільцеві АР з центральним антенним елементом або без нього [9].

Поліпшення основних характеристик КІ може бути досягнуто за рахунок збільшення розмірів АР при відповідному збільшенні числа АЕ. Це не завжди піддається реалізації по ряду причин, до числа яких можна віднести необхідність забезпечення високої швидкості огляду простору при круговому скануванні, наявність обмежень на масогабаритні характеристики радіосистеми і т.п. У зв'язку з цим виникає завдання оптимального розміщення обмеженого числа АЕ, що дозволяє отримати максимальну інформацію про структуру ЕМП в розкритті антени.

Для КІ оптимальне розміщення АЕ на площині має забезпечувати:

- формування максимального числа пеленгаторних пар з різними базами;
- різну кутову орієнтацію пеленгаторних пар з однаковими базами;
- зміна баз пеленгаторних пар з однаковою кутовою орієнтацією.

Недоліком КІ з двоканальним приймачем в порівнянні з багатоканальним варіантом є більший час обчислення пеленгів (при забезпеченні однакової інструментальної точності і чутливості). Проте, час реакції (пеленгування) двоканального КІ, як правило, виявляється цілком прийнятним для більшості завдань. Як було показано [9], використання двоканального приймача із загальним гетеродином і з одночасним підключенням пари АЕ до пари каналів, практично виключає вплив на точність пеленгування взаємної різниці АЧХ і ФЧХ каналів прийому [9].

1.5.2.1 Алгоритм кореляційно–інтерферометричного вимірювача

Розглянемо алгоритм роботи кореляційно–інтерферометричного вимірювача напрямки приходу ЕМП [204, 205]. Для випадку кільцевої АР комплексну амплітуду (2.41) представимо в еквівалентному вигляді:

$$\dot{E}_n = E_0 \exp \left[j \left(2\pi \frac{R_n}{\lambda} \cos(\Theta_0 - \alpha_n) \sin \beta_0 + \varphi(t) + \varphi_0 \right) \right] \quad (1.41)$$

де $R_n = |R_n|$ – радіус кільця, на якому розташовані АЕ; α_n – кут розташування n -го елемента АР, відлічуваний проти годинникової стрілки від осі x . У загальному випадку АР може містити декілька кілець з АЕ.

Суперпозиція радіосигналів від різних джерел радіовипромінювання приймається елементами АР і надходить на входи антенного комутатора, який пропускає на два входи панорамного приймача сигналу з обраної пари АЕ [9]. Радіосигнали, що надійшли на входи приймального пристрою, переносяться в приймальник на проміжну частоту, при необхідності – на відеочастоту.

У панорамного приймача смуга частот одночасного огляду значно перевищує ширину спектру сигналу окремого ІРІ. Тому в смузі частот, що приймаються приймачем, можуть одночасно працювати велика кількість радіоканалів, як показано на рис. 1.12. Сигнали в цих каналах можуть мати в загальному випадку різну ширину спектра і ставитися до різних класів випромінювання [9].

З пари виходів приймача сигнали проміжної частоти надходять на входи АЦП, де вони перетворюються в цифрові сигнали, довжиною N відліків.

Використовуючи дискретне перетворення Фур'є (ДПФ), для кожного сигналу отримують по N_n комплексних спектральних відліків. Надалі для спрощення обробки використовують тільки $N_n/2$ комплексних відліків кожного спектра. Спектр сигналу в k -м радіоканалі відповідає сигналу k -го джерела радіовипромінювання.

З огляду на співвідношення [14]

$$E = U / h_d, \quad (1.42)$$

де E – напруженість ЕМП; U – напруга, виміряна на виході антени; h_d – діюча довжина вимірювальної антени, комплексні амплітуди сигналу в k -м радіоканалі для сигнального $Z_c(n_1, t)$ і опорного $Z_c(n_2, t)$ трактів представимо відповідно у вигляді:

$$Z_C(n_1, t) = h_o E_o K \sin \beta_0 \times \exp \left[j \left(2\pi \frac{R_{n1}}{\lambda} \cos(\Theta_0 - \alpha_{n1}) \sin \beta_0 + \varphi_0 + \varphi \right) \right] \quad (1.43)$$

$$Z_C(n_2, t) = h_o E_o K' \sin \beta_0 \times \exp \left[j \left(2\pi \frac{R_{n2}}{\lambda} \cos(\Theta_0 - \alpha_2) \sin \beta_0 + \varphi_0 + \varphi' \right) \right], \quad (1.44)$$

де h_d – діюча висота АЕ для k -го радіоканалу, приведена до входу приймального пристрою; E_0 – амплітуда напруженості електромагнітного поля радіосигналу в k -м радіоканалі; K, K' и φ, φ' – коефіцієнти посилення і фазові затримки сигналу сигнального і опорного трактів приймального пристрою відповідно для k -го радіоканалу; n_1, n_2 – номери елементів $n_2 \neq n_1$ a_{n1}, a_{n2} – кути розташування елементів АР [9].

Значення центральних частот f_k радіоканалів в смузі одночасного аналізу df і ширина радіоканалу dF відомі в результаті виконання операції виявлення. Смуга аналізу df визначається апаратною реалізацією. Значення номерів радіоканалів $\{k\}$, $1 \leq k \leq k_{\max}$, $k_{\max} = df / dF$, в яких виявлені радіосигнали, запам'ятовуються. Кожному з цих номерів відповідають значення кордонів радіоканалу, перелічені в номери компонент спектра з урахуванням смуги аналізу df , обсягу N_n і ширини радіоканалу dF , наприклад, при $df = 4$ МГц и $dF = 25$ кГц $k_{\max} = 160$. Якщо $N_n = 4000$, то в наслідок дискретного перетворення Фур'є отримують 2000 пар комплексних відліків спектру, які прямують через інтервал $\Delta F = df / (N_n / 2) = 2$ кГц. На один канал доводиться $q = (dF / \Delta F + 1) = 13$ комплексних відліків, кожен з яких складається з дійсної та уявної частини або модуля і фази.

Для кожного радіоканалу, в якому виявлено сигнал, комплексні відліки спектру сигналу сигнального тракту $S_c(k, i, n_1)$ перемножують з комплексно сполученими відліками спектра сигналу опорного тракту $S_c(k, i, n_2)$, складають:

$$\dot{A}_{n1, n2} = \sum_i \dot{S}_c(k, i, n_1) \dot{S}_c^*(k, i, n_2), \quad (1.45)$$

де k – номер радіоканалу, $1 \leq k \leq k_{\max}$; i – номер відліку спектра в каналі, $i = 0, 1, \dots, q-1$. В результаті підсумовування творів однойменних спектральних відліків для k -го радіоканалу формується спектральна складова, відповідна

немодульованої несучої частоті радіосигналу. З урахуванням виразів (1.43), (1.44) з (1.45) отримаємо інтерференційний вектор сигналу:

$$\dot{A}_{n1,n2} = (hE_0 \sin \beta_0)^2 K K' \exp[j(\Delta\Phi_{n1,n2} + \varphi + \varphi')] , \quad (1.46)$$

де фазовий зсув

$$\Delta\Phi_{n1,n2} = \frac{2\pi}{\lambda} [R_{n1} \cos(\Theta_0 - \alpha_{n1}) - R_{n2} \cos(\Theta_0 - \alpha_{n2})] \sin \beta_0 . \quad (1.47)$$

Величини фазових зрушень $\Delta\Phi_{n1,n2}$ залежать від напрямку приходу сигналу, від кута $\gamma_{n1,n2}$ орієнтації ПП і від бази $b_{n1,n2}$ між $n1$ -м і $n2$ -м АЕ.

Одним з необхідних умов точності вимірювань є забезпечення ідентичності комплексних коефіцієнтів передачі (ККП) радіоприймальних каналів. На сучасному етапі розвитку радіоелектроніки створення широкосмугового двоканального радіоприймального пристрою з однаковими ККП каналів є складним технічним завданням. У зв'язку з цим доцільно використовувати в КВІ двухканальний радіоприймальний пристрій з сигнальним і опорними каналами і з загальним гетеродином. При цьому для зменшення залежності визначення напрямку поширення і напруженості ЕМП від різниці в частотних характеристиках сигнального і опорного каналів РПП пропонується використовувати алгоритм із застосуванням третього АЕ, що не входить в ПП [9].

Алгоритм складається з трьох кроків. На першому кроці обчислюється інтерференційний вектор між $n1$ -м і $n2$ -м АЕ

$$\dot{A}_{n1,n3} = \sum_i \frac{\dot{S}_c(k,i,n_1) \dot{S}_0^*(k,i,n_3)}{|\dot{S}_0^*(k,i,n_3)|} = (hE_0 \sin \beta_0) K \exp[j(\Delta\Phi_{n1,n3} + \varphi - \varphi')] \quad (1.48)$$

на другому кроці – інтерференційний вектор між $n1$ -м і $n3$ -м АЕ

$$\dot{A}_{n2,n3} = \sum_i \frac{\dot{S}_c(k,i,n_2) \dot{S}_0^*(k,i,n_3)}{|\dot{S}_0^*(k,i,n_3)|} = (hE_0 \sin \beta_0) K \exp[j(\Delta\Phi_{n2,n3} + \varphi - \varphi')] \quad (1.49)$$

і, нарешті, на третьому кроці обчислюється результуючий

інтерференційний вектор

$$\dot{A}_{n1,n2} = \dot{A}_{n1,n3} \dot{A}_{n1,n2}^* = (hE_0 \sin \beta_0)^2 \exp[j(\Delta\Phi_{n1,n2})]. \quad (1.50)$$

Використання такої процедури вимірювань дозволяє, по– перше, в якості АЕ, що підключається до опорного каналу РПП, використовувати один з елементів АР, що спрощує її структуру; по– друге, для вимірювання напруженості ЕМП проводити калібрування тільки сигнального каналу РПП. Ослаблення вимог до ідентичності каналів РПП дозволяє при менших витратах створити двухканальний РПП з великим динамічним діапазоном і високою чутливістю.

Відповідно до (1.50), амплітуди інтерференційних векторів пропорційні квадрату напруженості поля, а фази визначаються базою відповідних ПП і просторової орієнтацією ліній [9].

Визначення фазових затримок $\Delta\Phi_{n1,n2}$ між сигналами, прийнятими елементами АР, дозволяє сформувати (синтезувати) спрямовану ДС АР, головна пелюстка якої орієнтована в напрямку прийому радіосигналу, що забезпечує найкращі умови прийому радіосигналів з різних напрямків і найбільш точне вимірювання напруженостей їх електромагнітних полів.

Парціальні двовимірні ДС D_p – діаграми спрямованості кожної антенної пари, що формуються послідовним помноженням виміряного інтерференційного вектора на вектор опорного (теоретичного) просторового сигналу (ОПС), якій варіюється по просторовим кутовим координатах, – в цьому випадку рівні

$$\begin{aligned} \dot{D}_p(L_\Theta d\Theta, L_\beta d\beta) = & (hE_0 \sin \beta_0)^2 \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} [r_{n1}(\sin \beta_0 \cos(\Theta_0 - \alpha_{n1}) \right. \\ & - \sin(L_\beta d\beta) \cos(L_\Theta d\Theta - \alpha_{n1})) - r_{n2}(\sin \beta_0 \cos(\Theta_0 - \alpha_{n2}) - \\ & \left. - \sin(L_\beta d\beta) \cos(L_\Theta d\Theta - \alpha_{n2}))\right\}, \end{aligned} \quad (1.51)$$

де p – номер парціальної ДС ПП n_1 -го і n_2 -го АЕ, $p = 1, 2, \dots, P$; P – число парціальних ДС АР; $d\Theta = 2\pi/L_{\Theta\max}$ – крок обчислення азимута ОПС; L_Θ і $L_{\Theta\max}$ – поточні значення і загальне число точок обчислення азимута ОПС, $0 \leq L_\Theta \leq L_{\Theta\max} - 1$; $d\beta = \pi/(2 L_{\beta\max})$ – крок обчислення кута місця ОПС; L_β і $L_{\beta\max}$

– поточне значення і загальне число точок обчислення кута місця ОПС, $0 < L_\beta < L_{\beta\max} - 1$.

На рис. 1.13 представлені модуль, дійсна і уявна частини парціальної ДС ПП. Антенні елементи ПП знаходяться на осі Х, відстань між ними одно $2r$. Напрямок приходу хвилі відраховується проти годинникової стрілки від осі Y і становить $\Theta = 60^\circ$. З рисунка видно, що ДС має кілька максимумів, що говорить про недостатність двох АЕ для однозначного визначення пеленга.

Щоб виключити неоднозначність визначення напрямку приходу сигналу, використовують комбінацію декількох парціальних ДС. При цьому найбільш часто використовується підсумовування парціальних ДС ПП, що відповідає відомим методом прямого синтезу ДС [13]. Застосовується також множення парціальних ДС ПП і метод, що полягає в підсумовуванні парціальних ДС ПП з однаковими базами з подальшим їх помноженням [15, 16].

Результуючі ДС антенних решіток при першому, другому і третьому методах синтезу визначаються виразами:

$$\dot{D}_A(L_\Theta d\Theta, L_\beta d\beta) = \sum_{p=1}^P \dot{D}_P(L_\Theta d\Theta, L_\beta d\beta) \quad (1.52)$$

де p_n' – номер парціальної ДС ПП n' – w АР.

Оцінка азимута і кута місця ІРІ зводиться до пошуку максимуму в двовимірному масиві ДС $|D_A|$, $|D_B|$ або $|D_C|$ (в залежності від методу синтезу). В якості вихідної функції використовується залежність потужності вихідного сигналу від кутового положення $(L_\Theta d\Theta, L_\beta d\beta)$ опорного напрямку. На рис. 1.14 показано зміна форми, синтезованої ДС 4-елементної АР (три АЕ по колу, один в центрі) в залежності від кута положення ІРІ. Ставлення радіусу кільця АР до довжини радіохвилі $r/\lambda = 0,45$, а кут місця приймав значення 0° , 30° і 60° .

Збільшення числа елементів АР призводить до звуження головної пелюстки ДС. На рис. 1.15 показані зображення синтезованих ДС кореляційного інтерферометра з 8- елементною АР. Радіус кільця решітки $r = 0,5$ м, сім елементів розташовані по колу і один в центрі. Азимут приходу сигналу був постійним $\Theta = 0$, кут місця β приймав значення 0° , 30° і 60° ,

частота сигналу становила 250 і 500 МГц [9].

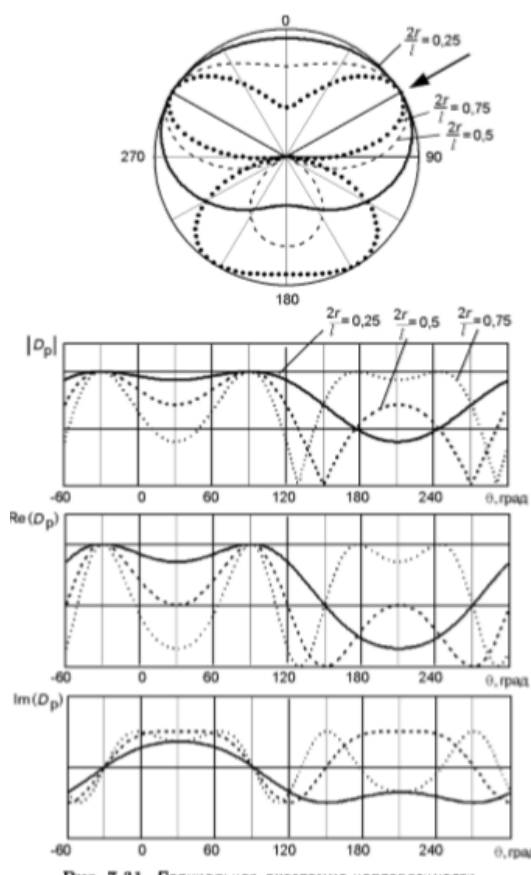


Рисунок 1.13 Парціальна діаграма спрямованості.

Напрямок $\theta = 60^\circ$;

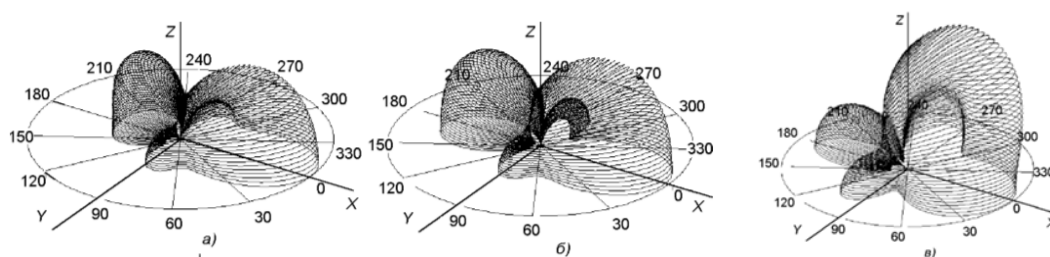


Рисунок 1.14 – Залежність форми ДС 4– елементної решітки від куту положення ПІ.

Як видно з рис. 1.15 [9], з ростом частоти відбувається зростання рівня бічних пелюсток кореляційної кривої, що може бути причиною неправильного визначення пеленга у верхній частині діапазону робочих частот пеленгатора. Крім того, зі збільшенням частоти зростає і число бічних

пелюсток, внаслідок чого підвищується ймовірність перекидання пеленга на неправильний напрямок. Але в той же час, з ростом частоти головна пелюстка кореляційної кривої звужується, що призводить до зменшення помилки обчислення пеленга.

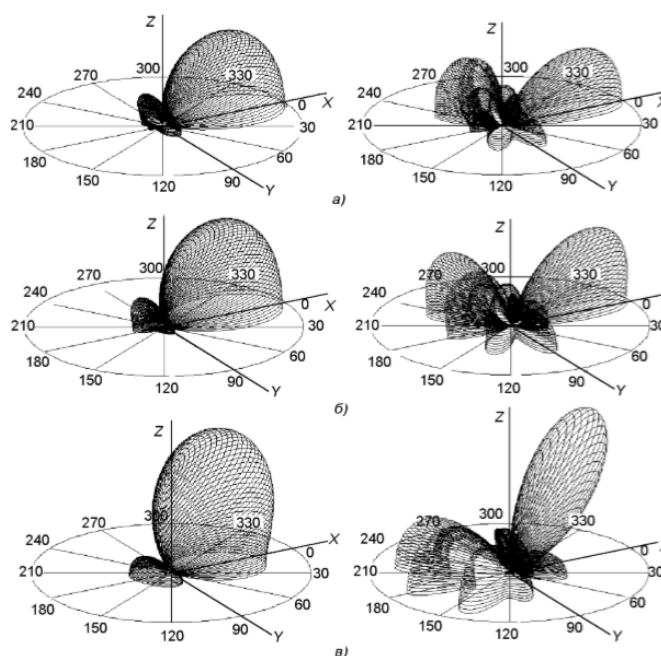


Рисунок 1.15 – Залежність форми ДС АР 8– елементної АР від кута положення ІРІ при $f = 250$ МГц (зліва) і $f = 500$ МГц (справа)

Модуль результуючої ДС

$$q(L_{\Theta}d\Theta, L_{\beta}d\beta) = \left| \dot{D}_c(L_{\Theta}d\Theta, L_{\beta}d\beta) \right| \quad (1.53)$$

використовується для визначення напрямку приходу радіохвилі. Цьому напрямку відповідає його найбільше значення

$$S(\Theta, \beta) = \arg Q = \arg \{ \max q(L_{\Theta}d\Theta, L_{\beta}d\beta) \} \quad (1.54)$$

Для реалізації КВІ напрямку приходу ЕМВ необхідно:

1. отримання синхронних в часі вибірок пеленгованого радіосигналу, що приймається двома АЕ;
2. відображення отриманих вибірок сигналу з тимчасової області в частотну область (виконання над отриманими вибірками операції

перетворення Фур'є);

3. обчислення комплексних згорток між спектральними складовими з однаковими номерами для пари АЕ і отримання інтерференційного вектора пари сигналів за формулою (1.50);

4. повторення кроків 1) – 3) для всіх ПП;

5. обчислення парціальних ДС всіх ПП відповідно до (1.51);

6. синтез ДС АР за методом (1.52), (1.53) або (1.54);

7. обчислення пеленга на джерело відповідно до (1.54).

Оскільки парціальні ДС залежать від напруженості ЕМП, то процедуру оцінювання напрямку поширення можна поєднати з вимірюванням його напруженості [9].

1.6 Висновки по розділу 1

Більшість методів радіопеленгації дозволяють пеленгувати тільки один випромінювач на певній частоті, яка зайнята виключно певним передавачем. Якщо додаткові передавачі працюють на тій самій частоті, можливо негативний вплив на пеленгацію (внутріканальна перешкода). В цьому випадку результат пеленгації залежить від співвідношення рівнів передавачів. Якщо один з передавачів значно потужніше інших, відповідний пеленг відображається з незначними помилками. Якщо передавачі мають близькі рівні, результат пеленгації зазвичай неправильний. Це стосується всіх традиційних принципів пеленгації, включаючи кореляційний інтерферометр і методи Доплера і Ватсона–Ватта.

Традиційні методи пеленгації ґрунтуються на припущенні, що частотний канал містить тільки одну переважну хвилю. Однак це може не відповідати дійсності, наприклад, з наступних причин:

- Спектральне перекриття (наприклад, CDMA) аналізованих корисних сигналів;

- Джерела перешкод з великою амплітудою в додаток до корисного сигналу (наприклад, електромагнітні перешкоди);
- Багатопроменеве поширення (наприклад, відображення від будівель).

Виникаючі помилки пеленгації роблять результати непридатними для використання.

Традиційна технологія пеленгації передбачає два контрзаходи:

- Якщо складова перешкоди по потужності менше складової корисного сигналу, помилку пеленгації можна скоротити до мінімуму за допомогою відповідного підбору параметрів пеленгатора (шляхом вибору досить великий апертури антени)
- Якщо складова перешкоди дорівнює або більше складової корисного сигналу, можна визначити окремі пеленги некоррелірованих сигналів з використанням широкосмугових пеленгаторів з високою роздільною здатністю. Можна отримати вигоду з спектральних відмінностей сигналів.

Методи пеленгації із надроздільною здатністю забезпечують систематичне рішення цієї проблеми. Вони дозволяють розрахувати кількість хвиль і кути падіння для них. Це можна виконати різними способами. Найбільш точний метод ґрунтується на аналізі основних компонентів PCA (Principal component analysis) даних антени. Аналіз PCA використовується в новому пристрої R&®DDF5GTS і опції надроздільної здатності R&S®DDFGTX– SR.

2. ОГЛЯД ПЕЛЕНГАТОРНИХ СИСТЕМ ТА АНТЕН У ЇХ СКЛАДІ

Процедура визначення місцезнаходження джерела радіовипромінювання, як правило, є складним, багатоступеневим процесом. Радіопеленгатори, розміщені в контрольованій області простору, дозволяють, при використанні методу тріангуляції, виявляти джерело радіовипромінювання з точністю до декількох кілометрів (зазвичай ця величина складає $(1\div 3)\%$ від відстані між радіопеленгаторів). Положення джерела радіовипромінювання може бути визначено і більш точно – наприклад, за допомогою радіопеленгаторів мобільного (або бортового) базування, а також – за допомогою портативних радіопеленгаторів, що дозволяють виявляти і вимірювати параметри джерел, розташованих на відстані в кілька сотень метрів.

В даному розділі розглянуті типи радіопеленгаторних антенних елементів і їх конструкційні параметри, а також приклади їх технологічної реалізації [1, 2].

2.1 Огляд антен у складі сучасних пеленгаторних систем

Аналіз сучасних антенних систем компаній– виробників Rohde&Schwarz (Німеччина), TCI (США), Alaris Antennas (ΠΑΡ), CRFS (Великобританія) [3] та інших, що спеціалізуються в області розробки і серійного виробництва засобів радіоконтролю проведений з метою виявлення тенденцій і напрямків розвитку техніки спеціального призначення [3].

Антенна система R&S ADD197 [4] (рис. 2.1) призначена для використання в мобільному і стаціонарному варіанті. Чутливість по пеленгацією сигналів з вертикальною поляризацією в діапазоні частот від 20 до 1300 МГц становить від 13 до 24 мкВ/м; середньоквадратична помилка

пеленгування не перевищує 2 градуси в смузі частот від 20 до 80 МГц і 1 градус – в смузі частот від 80 до 1300 МГц (табл. 2.1) [3].

Таблиця 2.1 – Загальні характеристики антенних систем R&S [3]

Назва антени	Поляризація	Метод пеленгування	Частотний діапазон, МГц	Похибка пеленга, град	Габарити	Маса, кг
Rohde&Schwarz						
ADD119	верт.	Ватсона– Ватта	0,3 – 30	2	1100×232	25
ADD196	верт.	Кореляційний інтерферометр	20 – 1300	2	1100×450	30
ADD197	верт.горизон.	Кореляційний інтерферометр	20 – 1300 40 – 1300	2	1100×450	30
ADD175	верт.	Кореляційний інтерферометр	690 – 2700	1,5	330×134	4
ADD071	верт.	Кореляційний інтерферометр	1,3 – 3000	2	310×490	12
ADD075	верт.	Кореляційний інтерферометр	1,3 – 6000	2	340×406	13,5
ADD295	верт.	Кореляційний інтерферометр	20 – 3000	2	1100×450	30

Вбудований перемикач дозволяє вибирати поляризацію прийнятих сигналів (дозволяє оцінити пеленг джерела радіовипромінювання при використанні її в складі одноканального кореляційно– інтерферометричного пеленгатора в діапазоні частот 20 (40) – 1300 МГц) [4].

Для прийому сигналів у вертикальній площині в антенною системі використані дев'ять диполів, розташованих з рівним кутовим кроком. Максимальна висота елементів складає 0,2 м [4].

Для прийому сигналів з горизонтальною поляризацією в антенній системі використані дев'ять рамкових антен діаметром 0,19 м, розташованих з рівним кутовим кроком. Антенні елементи також виконані в друкованому виконанні. Перемикання між антенними ґратами вертикальної і горизонтальної поляризації реалізовано за допомогою рпн– діодного перемикача [4].



Рисунок 2.1 – Вигляд антени R&S ADD197

Технічною особливістю даного комплексу є наявність одноканального приймального пристрою і перемикача зі складною комутаційною схемою, а також набір фазообертувачів. Принцип роботи полягає в наступному: сигнали від кожного елемента антени, крім основного каналу, проходять через фазообертувачі, які зміщують фазу сигналу на 90, 180 і 270 градусів і складаються з основним каналом. Приймач вимірює амплітуду сумарного сигналу після кожного додавання. Це дозволяє відновити фазову картину розподілу фронту сигналу, що надходить, маючи в розпорядженні лише один канал аналого– цифрової обробки. З одного боку, таке рішення знижує загальну вартість виробу, але збільшує час пеленгації [3].

Для продуктів компанії TCI [5] характерно широке використання надширококустових спрямованих антенних елементів, які не мають фазового центру. Основні характеристики антенних систем TCI представлені в табл. 2.2. [3].

До теперішнього часу базовою конструкцією антенної системи радіопеленгатора була конструкція антенної решітки у вигляді дев'яти пар ортогональних «плавникових» ТЕМ– рупорів із загальною поздовжньою віссю симетрії, центральний біконічний вібратор використовувався в якості опорного елемента.

Таблиця 2.2 – Загальні характеристики антенних систем TCI [3]

Назва антени	Поляризація	Метод пеленгування	Частотний діапазон, МГц	Похибка пеленга, град	Габарити	Маса, кг
TCI						
641	верт.	Кореляційний інтерферометр	20– 3000	2	700×1300	37
643	верт.горизон.	Кореляційний інтерферометр	20 – 3000	2	700×1300	41,7
645 Compac	верт.	Кореляційний інтерферометр	20 – 1300	2	400×800	29,5
645– 8 Compac	верт.	Кореляційний інтерферометр	20 – 8000	2	400×800	35
645H Compac	верт.горизон.	Кореляційний інтерферометр	20 – 3000	2	400×800	35
647	верт.	Кореляційний інтерферометр	20 – 8000	2	700×1300	44,5
647D	верт.горизон.	Кореляційний інтерферометр	20 – 3000	2	700×1300	46
649	верт.	Ватсона– Ватта	20 – 150 150 – 3000	5	354×254	11
7235	верт.	Ватсона– Ватта	0,3 – 30	10	295×370×165	8



Рисунок 2.2 – Вигляд антени а) TCI 643, б) TCI 641H [3]

Новий варіант антенної системи TCI 643 [5] є дев'ять TEM– рупорів з смуговими елементами, що розширюються (рис. 2.2 а). Кожна смужка розділена на дві частини щілиною, що розширюються подібно до антени Вівальді. Згідно з інформацією на сайті компанії TCI [5], чутливість нового варіанту антени в цілому вище, ніж у попереднього варіанту, де можливий

одночасний прийом хвиль з вертикальною і горизонтальною поляризацією. У новому варіанті – необхідно попередньо вибрати спосіб підключення чотирьох смужок TEM– рупора до комутатора – якщо обидві смужки кожної пластини живляться синфазно, то буде вертикальна поляризація, або якщо пластини живляться протифазно, то буде горизонтальна поляризація [3]

Передбачається, що перевагою нової антенної системи для прийому хвиль з горизонтальною і вертикальною поляризацією є більш проста конструкція в порівнянні з аналогічною антеною TCI 641, призначеною для прийому хвиль з вертикальною поляризацією (рис. 2.2 б) [5].

Для антенної решітки з TEM– рупорів необхідно розробляти програмне забезпечення корекції пеленга в реальному масштабі часу на більш складному рівні фізико– математичного опису процесів, що протікають в просторово– розподілених електродинамічних об'єктах. Проте, завдяки використанню процедури інтерференційно– кореляційного пеленгування і бази даних, що складається з частотно– кутових залежностей амплітуд і фаз прийнятих коливань, в радіопеленгаторів, оснащених антеною системою TCI 643, вдається досягти середньоквадратичної похибки пеленгування, що не перевищує двох градусів [3].

Ймовірно, стінки TEM рупорів, виконані у вигляді антен Вівальді, компенсують вплив на антену підстильної поверхні.

Слід вказати на неможливість пеленгування за допомогою описуваної антенної системи джерел радіовипромінювання, розташованих поблизу зенітного напрямку (даний недолік є притаманних більшості радіопеленгаторних антенних систем) [5].

Антенні системи в складі пеленгаторів виробництва CFRS [6] є антенні решітки, що працюють в діапазоні від 20 МГц до 18 ГГц (табл. 2.3) [3].

Таблиця 2.3– Загальні характеристики антенних систем CFRS [3]

Назва антени	Поляризація	Метод пеленгування	Частотний діапазон, МГц	Похибка пеленга, град	Габарити	Маса, кг
CFRS						
Array 50	будь- яка с круговим оглядом	комутаційна решітка	10– 6000	н/д	500×200	10
Array 300	будь- яка с круговим оглядом	комутаційна решітка	300 – 6000	н/д	1100×1200	80
Array 500	будь- яка с круговим оглядом	комутаційна решітка	100 – 6000	н/д	1660×1630	175

Такі антенні системи мають здвоєні приймачі для одночасної пеленгації і геолокації в реальному масштабі часу (рис. 2.3)

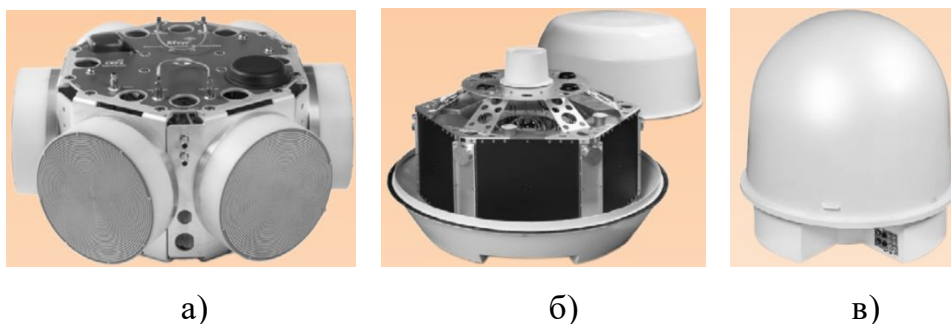


Рисунок 2.3 – Вигляд антен а) Array 50, б) Array 300, в) Array 500 [3]

Застосована в антенних системах технологія «RFeye Array» використовує унікальні багатошарові структури, які складніші і універсальні, ніж традиційні пеленгатори [6]. Високопродуктивні модулі спіральних спрямованих антен оптимізовані для різних частотних діапазонів і орієнтовані в декількох напрямках. Антенна система є багатополарізаційною, що дозволяє виявляти сигнали з високою ймовірністю.

У розглянутих антенних системах приймач з високою швидкістю комутується з антенними елементами, що дозволяє обробляти сигнали практично одночасно з різних напрямків. Він вимірює коефіцієнт кореляції і обчислює фактичні позиційні ймовірності за допомогою алгоритмів Time

Difference of Arrival (TDOA) (Час запізнювання у напрямку) і/або Power on Arrival (POA) (Потужність у напрямку) [3].

Далі розглянемо антенні системи виробника Alaris Antennas [6], основні ТТх яких наведено в табл. 2.4.

Таблиця 2.4 – Загальні характеристики антенних систем Alaris Antennas [3]

Назва антени	Поляризація	Метод пеленгування	Частотний діапазон, МГц	Похибка пеленга, град	Габарити	Маса, кг
Alaris Antennas						
DF– A0020	верт.	Кореляційний інтерферометр	1000 – 3000	1	550×300	10
DF– A0029	верт.	Кореляційний інтерферометр	1 – 3600	3	548×1100	26
DF– A0119	верт.	Ватсона– Ватта	20 – 6000	5	810×80	5
DF– A0120	верт.	Ватсона– Ватта	20 – 3000	5	700×80	3
DF– A0124	верт.	Ватсона– Ватта	20 – 500	5	320×450	6
DF– A0047	залежить від установки.	Кореляційний інтерферометр	20 – 8500	н/д	543×320×60	1,8
DF– A0113	верт.	Кореляційний інтерферометр	1 – 88	2	400×260×40	2,5
DF– A0114	верт.	Кореляційний інтерферометр	1 – 88	2	550×300	3
DF– A132	залежить від установки.	Кореляційний інтерферометр	20 – 8500	н/д*	400×260×40	1
DF– A0133	залежить від установки.	Кореляційний інтерферометр	500 – 8500	н/д	370×310×40	1
DF– A0134	верт.	Ватсона– Ватта	1 – 88	2	1700×700	5

Наприклад, антени DF– A0029, DF– A0020 мають вертикальну поляризацію.. У той же час поляризація таких антен, як DF– A0047, DF– A0132, DF– A0133 залежить від способу установки [3].

Система DF– A0047 поєднує в собі кілька антен. З допомогою антенного комутатора, кожна антена підключається до входу приймача (рис. 2.4 а). Система DF– A0133 є одна широкосмугова антена (рис. 2.4 б). Пеленгатор DF– A0132 – це система з двох логоперіодичних антен, змонтованих на

квадрокоптері (рис. 2.4 в). Антенна система DF– A0029 може бути використана як в мобільному, так і в стаціонарному варіанті, обробляє сигнали з вертикальною поляризацією. Антенна система є антенною решіткою, яка складається з сімнадцяти антенних елементів, комбінація яких дозволяє працювати антенній системі в різних режимах в В– і С– діапазонах (рис. 2.4 г). Цілком очевидно, що для функціонування та управління такою складною системою розробниками запропоновано відповідне програмне забезпечення. Антена DF– A0020 складається з п'яти елементів, поміщених в радіопрозорий кожух (рис. 2.4 д). Комбінації з п'яти незалежних каналів обробки сигналів дозволяють управляти діаграмою спрямованості.



Рисунок 2.4 – Зовнішній вигляд антен: а) DF– A0047; б) DF– A0133; в) DF– A0132; г) антенна DF– A0029 без радіопрозорого кожуху; д) DF– A0020

В мобільному пеленгаторі «Артикул– М1» від ОКБ «Іркос», РФ, [8]. для розширення робочої смуги частот використовуються дві кругові антенні решітки (табл 2.5). Перша для роботи в смузі 25– 1000 МГц, друга – в смузі 1– 3 ГГц.

Покращенні (в порівнянні з «Артикул– М1») характеристики має кореляційний інтерферометр «Артикул– М4» (табл. 2.5). Його антенна система також складається з двох кругових антенних решіток. Однак використовувати його можна тільки в стаціонарному режимі (рис. 2.5) [8].

Таблиця 2.5 – Загальні характеристики антенних систем ОКБ «Іркос» [3]

Назва антени	Поляризація	Метод пеленгування	Частотний діапазон, МГц	Похибка пеленга, град	Габарити	Маса, кг
Alaris Antennas						
Артикул– М4	верт.	Кореляційний інтерферометр	25 – 3000	3	н/д	40
Артикул– М1	верт.	Кореляційний інтерферометр	25 – 3000	5	н/д	40
Артикул– П	верт.	Кореляційний інтерферометр	25 – 1300	5	н/д	16
Артикул– П11	верт.	Кореляційний інтерферометр	25 – 3000	3	Висота 4000	2,4

Портативний складаний пеленгатор «Артикул– П», що працює в смузі частот 25– 1000 МГц, за своїми характеристиками не поступається «Артикул– М4». У антенній системі «Артикул– П11» портативного складного пеленгатора використовуються спеціально розроблені плоскі приймальні антенні елементи, які закріплені на корпусі підставки за допомогою поворотних траверс.

2.2 Огляд антен в якості елементів пеленгаторних антенних решіток

Надширокосмугові (НШС) антени використовуються в самих різних областях радіоелектроніки. Багато досліджень присвячено випромінюванню НСШ сигналів кільцевим АР на основі різних НСШ випромінювачів [17].

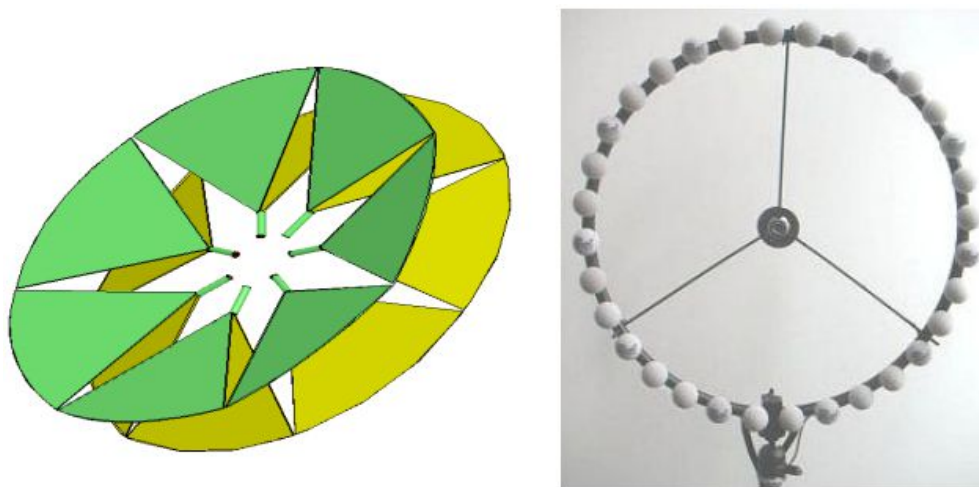


Рисунок 2.6. – Приклади кільцевих антенних решіток [17]

Кільцеві антенні решітки (рис. 2.6) це система випромінювачів, розміщених по кільцю. На практиці застосовують АР у вигляді одного або декількох кілець. Завдяки круговій симетрії такі решітки можуть використовуватися для отримання діаграм спрямованості (в площині решітки), що мало змінюються при скануванні в межах 360° . Як АЕ кільцевих антенних решіток можуть використовуватись різні типи НШС антен [17].

Однією з широко використовуваних в радіопеленгаторних комплексах конструкцією антени є друкована антена Вівальді, здатна функціонувати в надширокій смузі частот (рис. 2.7, а) [1]. Макет даної антени представлений на рис. 2.7, б) [1]. В АР, яка складається з АЕ типу Вівальді, взаємний зв'язок між АЕ на малих відстанях (менших половини довжини хвилі на найвищій частоті робочого діапазону) незначний, що покращує узгодження антени в складі антенної решітки. Ця властивість дозволяє будувати надширококустові кільцеві пеленгаторні антенні решітки з хорошим узгодженням і задовільними спрямованими властивостями в надширокій смузі частот [1].

Одиночна антена Вівальді має досить хороше узгодження вхідного опору і ефективно випромінює електромагнітні хвилі при розширенні щілини до $\geq \lambda/2$ [1]. Довжина щілини на нижній частоті при використанні підкладки,

зробленої з оксиду алюмінію складає $\lambda 0,72$ [1]. Ширина діаграми спрямованості антени Вівальді складає 180° в Н– площині і 70° в Е– площині для апертури шириною $\lambda / 2$ [1].

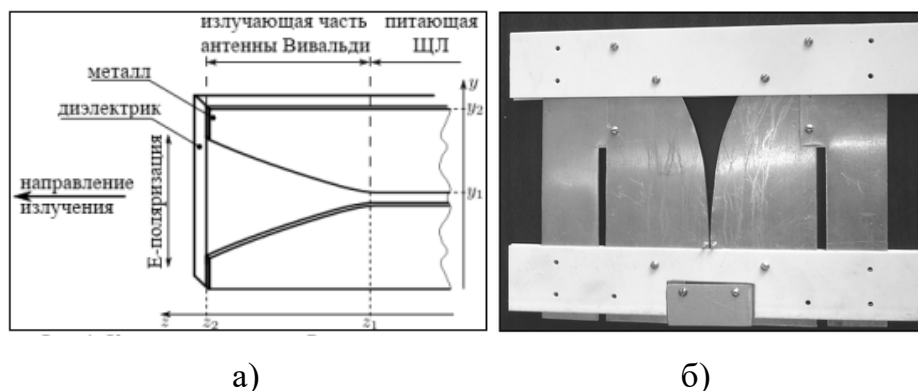


Рисунок 2.7 – Антена Вівальді: а) конструкція антени для частоти 1– 2 ГГц [4]; б) одиночний елемент антеною решітки – модифікована антена Вівальді

При ширині апертури λ ширина головного пелюстки в Е– і Н– площині становить 60° і 70° відповідно. Для апертури розміром 1,5 і більше ширина діаграми спрямованості приблизно однакова в обох площинах; залежність ширини променя від ширини апертури представлено у табл. 2.6 [1]:

Таблиця 2.6 – Залежність ширини променя від ширини апертури

Апертура (λ)	1,5	2	2,5	3,5
Ширина луча (град.)	50	42	38	31

Антени Вівальді мають досить високий рівень бічних пелюсток в Е– площині, що становить приблизно – 5 дБ. Поверхнева хвиля формується в неоднорідній щілинний лінії, в якій одночасно поширюється кілька типів електромагнітних хвиль, що може призводити до створення значної складової поля з паразитною поляризацією, яка містить до 20– 30% випромінюваної потужності [2]. Рівень крос– поляризації можна понизити,

зменшивши товщину діелектричної підкладки, однак це призведе до збільшення ширини головної пелюстки [2]. Часткове видалення діелектрика (наприклад, створенням в ньому отворів) призводить до зменшення бічних пелюсток без розширення променя [2].

Коефіцієнт спрямованої дії (КСД) антени Вівальді визначається за формулою [2]:

$$D \approx 10L / \lambda_0, \quad (2.1)$$

де $L \approx (3-8)\lambda_0$ – довжина антени; λ_0 – довжина хвилі в середині робочого діапазону. Товщина діелектричної підкладки t вибирається для заданої діелектричної проникності ε за формулою [2]:

$$t_{\text{eff}} / \lambda_0 \approx (\sqrt{\varepsilon} - 1)t / \lambda_0, \quad (2.2)$$

де t_{eff}/λ_0 – ефективна товщина діелектричної підкладки, нормована на λ_0 . Значення t_{eff}/λ_0 по можливості повинно бути в оптимальному діапазоні від 0,0025 до 0,0028. Нижнє значення ефективної товщини відповідає мінімуму бічних пелюсток, а верхнє – максимуму КСД [1]. Геометрія розкриття щілини антени Вівальді є важливою характеристикою, що впливає на опір антени. Форму розкриття можна описати наступною формулою [1]:

$$y = C_1 e^{R_z} + C_2, \quad (2.3)$$

де коефіцієнти C_1 і C_2 вибираються таким чином, щоб експонентний розкриття проходив через точки з координатами (y_1, z_1) і (y_2, z_2) , що знаходяться точно на початку і кінці розкриття відповідно, і розраховуються за формулами (рис. 2.7):

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{R_{z_2}} - e^{R_{z_1}}}, \quad (2.4)$$

$$C_2 = \frac{y_2 e^{R_{z_2}} - y_1 e^{R_{z_1}}}{e^{R_{z_2}} - e^{R_{z_1}}}, \quad (2.5)$$

де R_z – коефіцієнт розкриття щілини.

Інша антена, яка часто використовується в радіопеленгаторних антенних решітках, розроблена в 1950 році [1] логіперіодична антена (рис. 2.8). Така

антена здатна працювати в діапазоні частот, що характеризується коефіцієнтом частотного перекриття до 100 [1], і будується шляхом почергового масштабування кожного елемента, згідно з коефіцієнтом масштабування τ , що визначається за формулою [1]:

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \tau. \quad (2.6)$$

На рис. 1.8 довжина диполів позначена як L_n , кінці диполів лежать на прямих, що утворюють уявну вершину. Відстань від уявної вершини до диполя позначено величиною R_n , дистанція між елементами – dn . Для побудови логоперіодичної антени необхідно також задати міжелементний коефіцієнт [2]:

$$\sigma = \frac{d_n}{2L_n}. \quad (2.7)$$

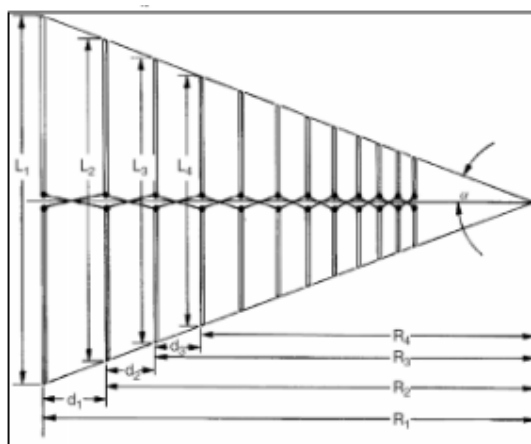


Рисунок 2.8 – Логоперіодична вібраторна антена

Від наведених вище коефіцієнтів залежить коефіцієнт підсилення (КП) антени і ширина променя (приблизно рівна 70° в Е– площині і 110° в Н– площині). Також КП знаходиться в прямій залежності від числа елементів логоперіодичної антени. Далі, за допомогою емпіричних формул, розраховується нижній K_1 і верхній K_2 коефіцієнти відсікання:

$$K_1 = 1,01 - 0,519\tau, \quad (2.8)$$

$$K_2 = 7,08\tau^3 - 21,3\tau^2 + 21,98\tau - 7,3 + \sigma(21,82) - 66\tau + 62,2\tau^2 - 18,29\tau^3) \quad (2.9)$$

Довжину найбільшого і найменшого диполя визначаємо за формулами $L_1 = K_1\lambda_L$ і $L_U = K_2\lambda_L$, λ_L і λ_U , довжина хвилі на нижчої і вищої робочої частоті відповідно. Знаючи коефіцієнти K_1 , K_2 і частотний діапазон, в якому працює проектована антена, визначимо кількість елементів антени:

$$N = 1 + \frac{\log(K_2 / K_1) + \log(f_L / f_U)}{\log \tau} \quad (2.10)$$

Осьова довжина антени обчислюється за формулою:

$$D = R_1 - R_n = R_1(1 - \tau^{N-1}) = \frac{2L_1\sigma(1 - \tau^{N-1})}{1 - \tau} \quad (2.11)$$

Перша міжелементна відстань визначається як $d_1 = 2\sigma L_1$. Відстань від вершини до поточного елемента обчислюється за формулою $R_n = \frac{2L_1\sigma}{1 - \tau}$. Знаючи параметри L_1 , R_1 і d_1 ітераційно отримуємо значення цих же параметрів для інших диполів:

$$L_n = \tau^{n-1}L_1, R_n = \tau^{n-1}R_1, d_n = \tau^{n-1}d_1 \quad (2.12)$$

При побудові решітки з логоперіодичних антен можуть з'являтися вузькосмугові провали КП. Частотний інтервал між провалами відповідає коефіцієнту масштабування антени τ , але саму частоту провалу передбачити складно. Причиною такого падіння КП є наведені на фідер несиметричні струми, які, взаємодіючи з елементами антени, генерують крос-поляризоване випадково-направлене випромінювання. Ці небажані струми наводяться на фідер внаслідок асиметрії антен або взаємодією між антенами в решітки [1].

На рис. 2.9 наведено приклад ФАР на основі друкованих логоперіодичних елементів, виготовлених на основі матеріалу Rogers TMM 4.5 товщиною 1.5 мм. Відстань між елементами становить $d = 58$ мм (вибрано виходячи з умови $d \leq \lambda_{\min} / (1 + \sin(\varphi_{\max}))$), де $\varphi_{\max} = 45^\circ$).

Також, логоперіодичні вібраторні антени небажано розміщувати в антенній решітці з періодом, меншим за половину довжини хвилі нижньої

робочої частоти – в такому випадку якість їх узгодження з живильної лінією і спрямовані властивості погіршуються [1].

Досить перспективною конструкцією такої антени є суцільний розкрит у вигляді ТЕМ– рупора, який живиться в кількох точках [2], за допомогою смугових трансформаторів або коаксіальних хвильоводів (рис. 2.10).

Традиційно використовувані в радіопеленгаторних комплексах логіперіодичні вібраторні антени не можна розміщувати в АР ближче, ніж на відстані, рівному половині довжини хвилі нижньої частоти узгодження – в іншому випадку якість їх узгодження з живильної лінією і спрямовані властивості різко погіршуються. Крім того, вони мають слабку спрямованість в Е– площині. ТЕМ– рупор як елемент кільцевої антенної решітки має високу спрямованість [17]. Однак КВП ТЕМ– рупорів, особливо у верхній частині частотного діапазону – недостатньо високий.

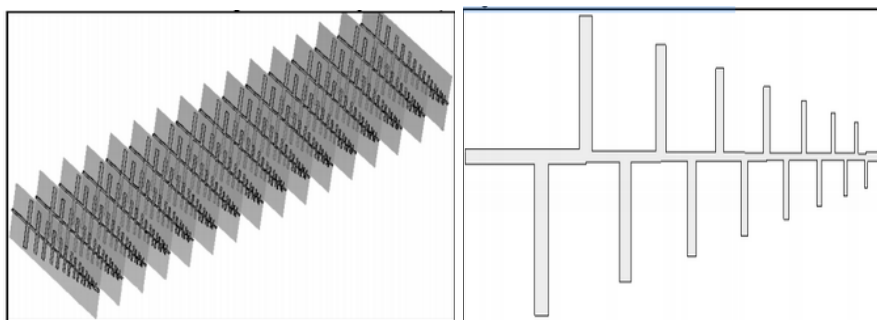


Рисунок 2.9 – Реалізація ФАР складеної з друкованих логіперіодичних елементів: а) – антенна решітка з 16 елементів. Висота – 148 мм, ширина – 871.5 мм, глибина – 256,8 мм. Матеріал – Rogers TMM 4.5, товщина – 1.5 мм; б) – топологія (одна сторона) друкованої логіперіодичної антени

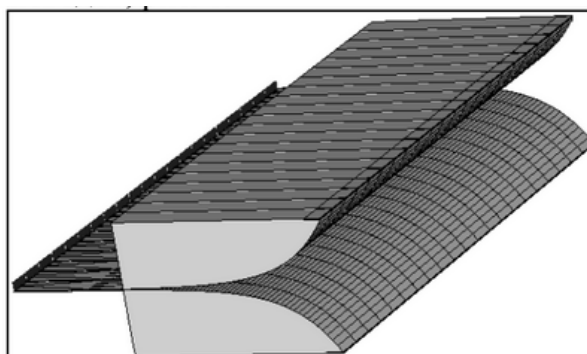


Рисунок 2.10 – Загальний вигляд ТЕМ– рупора з експоненціальним законом розподілу хвильового опору вздовж його розкриву, який живиться за допомогою смугових трансформаторів

Елементами кільцевої радіопеленгаторної АР можуть виступати ТЕМ– рупори (рис. 2.11), тому що, маючи високу спрямованість, вони слабо впливають один на одного [2]. На зменшення взаємних зв'язків елементів по зовнішньому полю також впливає і той факт, що переважна частка енергії поля в кожному антенному елементі міститься в просторі між смужками ТЕМ– рупора [2].

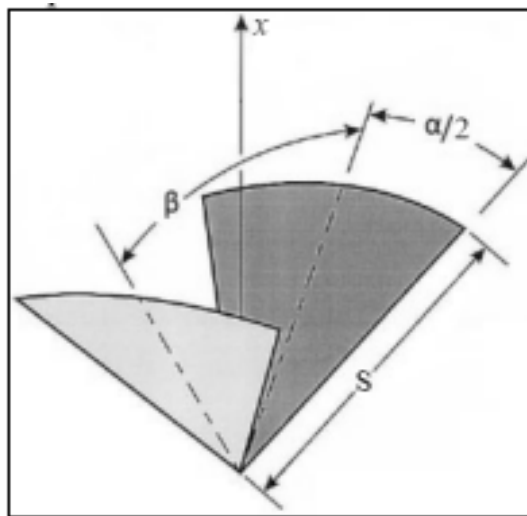


Рисунок 2.11 – Геометрія ТЕМ– рупора

Конструкція ТЕМ– рупора визначається трьома параметрами: довжиною пластин, що утворюють рупор S , a – кутовим розміром пластини, β – кутом між пластинами. Довжина пластини в основному задає нижню межу робочого діапазону. При виборі кутових розмірів ТЕМ– рупора необхідно враховувати наступну обставину. В трикутних пластинах у струмів є два шляхи, що відрізняються: прямо по центру і по кромці. Якщо затримка струмів, що протікають по кромці буде досить велика, то хвилі можуть прийти до точки живлення в протифазі, тим самим сильно

послаблюючи вихідний сигнал. Така проблема виникає, якщо ширина пластин набагато більше їх довжини, тому зазвичай у TEM- рупорів параметр S в кілька разів більше параметра a [1].

В роботі [17] показано, що простір між пластинами можна заповнювати діелектриком з вихідною поверхнею в формі лінзи (рис. 2.12). Слід зазначити, що використання лінз як коректор фази пірамідальних і круглих рупорів широко відомо, і такі антени отримали назву рупорно- лінзових антен [17]. Тому в подальшому досліджену антену будемо називати металодіелектричною рупорно- лінзовою TEM- антеною (РЛА).

На рис. 2.12 показані перетини в Е- площині двох досліджених РЛА із симетричним (рис 2.12 а) і несиметричним (рис 2.12 б) відносно пластин рупора фокусуванням. В останньому випадку лінза одночасно з фокусуванням забезпечує поворот випромінювання на кут, рівний половині кута β . Утворююча першої лінзи розраховувалася з умови отримання плоского фронту хвилі, який перпендикулярний до площини симетрії лінзи, а другий – однієї з пластин, що утворює рупор.

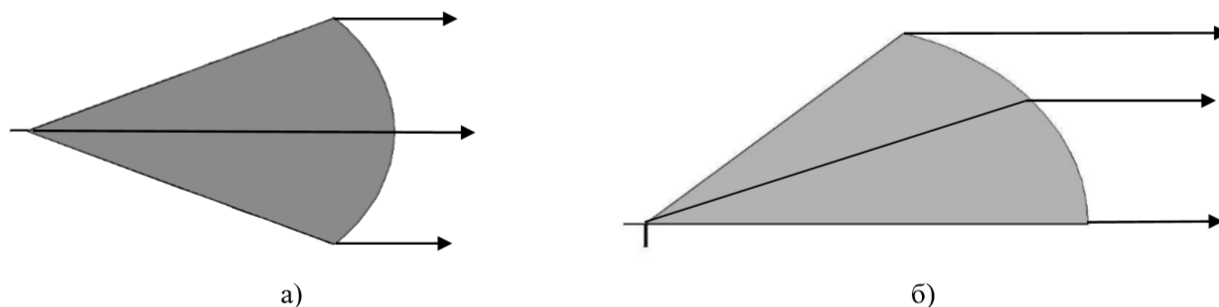


Рисунок 2.12 – Поздовжні перетину РЛА [17]

РЛА має високу спрямованість, стабільно високий коефіцієнт використання площі (КВП) і, відповідно, вузьку ДС, в тому числі, в Н- площині. При використанні РЛА в складі кільцевої АР це означає, що ДС окремих елементів будуть перетинатися на недостатньо високому рівні, що призводить до провалів у ДС. Для розширення ДС в Н- площині в даній роботі пропонується використовувати РЛА з циліндричною, а не сферичною

лінзою. У Е– площині ДС елемента АР аналогічна ДС РЛА [17], а в Н– площині лінза не впливає на фокусування випромінювання.

Один з недоліків ТЕМ– рупорів, узгоджених з 50– омной коаксіальною лінією – це велика різниця між кутами, що призводить до неефективного використання простору в кільцевих решітках на основі ТЕМ– рупорів [17].

2.3 Висновки по розділу 2

Аналіз технічних характеристик існуючих пеленгаторних антен показав, що на сьогоднішній день лише деякі світові розробники і виробники апаратури випускають антенні системи для радіопеленгації сигналів як з вертикальною, так і з горизонтальною поляризацією. Це фірми Rohde&Schwarz (Німеччина) і TCI (США). Технічні рішення, що застосовуються при виготовленні таких антенних пристроїв фірмами– розробниками, знижують загальну вартість виробу, але збільшують час пеленгації. [3]

Висока точність пеленгування в стаціонарних і, що особливо важливо, в мобільних радіопеленгаторних комплексах (середньоквадратична похибка пеленгування не перевищує 2 градусів) досягається за рахунок використання калібрувальних даних кутовочастотних залежностей амплітудно– фазового розподілу фронту хвилі на елементах антенної решітки. При цьому ряд важливих для практичних потреб завдань є ще невирішеним або вирішеним нерационально. Наприклад, схемотехнічні рішення пеленгатора TCI 643 не дозволяють пеленгувати джерела радіовипромінювання, розташовані поблизу напрямку на зеніт. Також бази даних каліброваних куто– частотних залежностей амплітудно– фазових розподілів на виходах антенної системи створюються для певного набору поверхонь (вологий і сухий ґрунт, середнього ступеня вологості, водна поверхня), в той час, як реальна поверхня є непередбачувано неоднорідною, особливо для антенних систем, що розміщуються на мобільних засобах і використовуваних в умовах міської забудови, що може призводити до істотних погрешностей пеленгування [3].

Зовнішній вигляд розглянутих антенних пристроїв дозволяє прийти до висновку, що майже всі антени пеленгаторів є круговими, багатоярусними антенними решітками, виконаними з комбінованих елементів нефазованих антен [3].

Для розширення смуги робочих частот і збільшення чутливості пеленгаторних комплексів використовуються АЕ у вигляді: ТЕМ– рупорів, який простий у виготовленні, має дуже широку смугу робочих частот із високим посиленням, в зв'язку з чим він отримав широке застосування. Також використовуються АЕ у вигляді антени Вівальді, спіральних і логоперіодичних структур. Це в свою чергу призводить до ускладнення конструкції, збільшення маси і габаритних показників, збільшення взаємного впливу елементів антени один на одного, ускладнення процесу узгодження антени і т. д. З іншого боку, пеленгаційний комплекс повинен бути максимально компактним і мобільним. Інженери і проектувальники антенних комплексів змушені розробляти складні алгоритми компенсації помилок пеленгування, викликані інтерференцією електромагнітної хвилі [3].

Отже, пошук нових конструктивних рішень при проектуванні антен з метою збільшення чутливості і розширення смуги робочих частот є перспективним для розвитку обладнання радіоконтролю і пеленгації, чому й присвячена дана робота.

3. МОДЕЛЮВАННЯ ТЕМ–РУПОРА У СКЛАДІ КІЛЬЦЕВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

3.1 Завдання на моделювання

Згідно з завданням магістерської роботи, необхідно провести моделювання характеристик антени типу ТЕМ– рупор в діапазоні робочих частот 1000 – 6000 МГц у складі кільцевої антенної решітки згідно таких технічних вимог:

- Робоча смуга частот: 1000 МГц...6000 МГц;
- Діаграма спрямованості: в азимутальній площині – не менше 40 град; в горизонтальній площині – не менше ± 60 град;
- КСХН не більше 4 в робочій смузі частот;
- Вхідний опір лінії живлення антени – $Z_0=50$ Ом
- Поляризація: вертикальна.

Як вже зазначалося, основними геометричними параметрами рупора є його довжина і два кути: α – кутовий розмір пластин і β – кут між пластинами (рис. 3.1) [17].

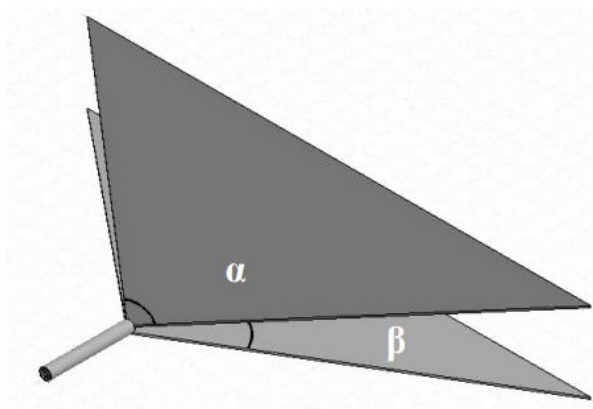


Рисунок 3.1. – Геометрія ТЕМ– рупора

3.2 Створення моделі TEM–рупора

У даному підрозділі буде створена модель TEM–рупора для подальшого моделювання його характеристик. На рис. 3.2 наведено ескіз TEM–рупора у декартовій системі координат для створення моделі. Таким чином, згідно цій моделі є можливість змінювати основні три параметра рупора: його довжину L , кутове розширення пластини β і кут між пластинами α .

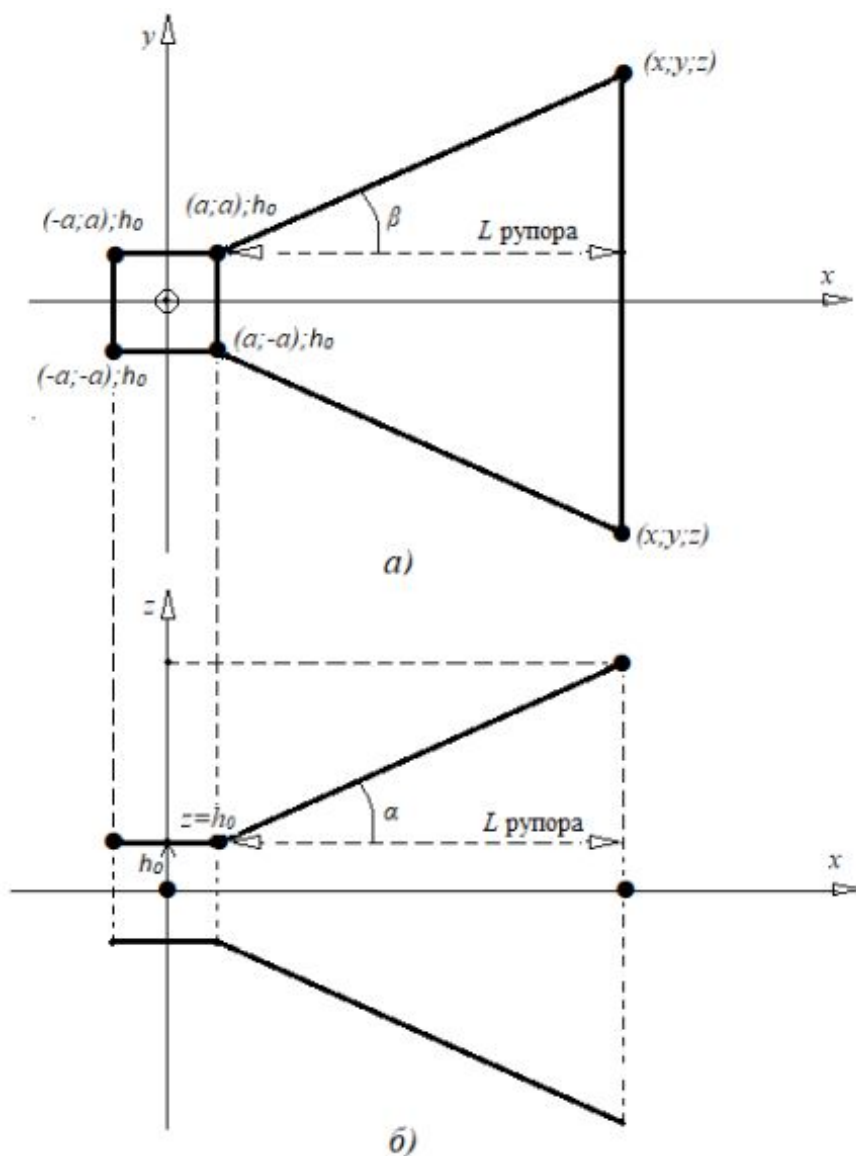


Рисунок 3.2 – Вигляд TEM–рупора у декартовій системі координат:

а) вигляд зверху (осі xy); б) вигляд збоку (осі xz)

Так, у декартовій системі координат координатні точки (x, y, z) ТЕМ-рупору можна задати у такий спосіб:

$$\begin{aligned} x &= L_p + a & x &= 100 + 5 = 105 \\ y &= L_p \operatorname{tg} \beta + a & \ggg & y = 100 * \operatorname{tg} 25^\circ + 5 = 51,63 \\ z &= L_p \operatorname{tg} \alpha + h_0 & & z = 100 * \operatorname{tg} 25^\circ + 2 = 48,63 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Далі переходимо безпосередньо до моделювання АЕ.

3.3 Аналіз результатів характеристик ТЕМ- рупору при моделюванні засобами CAD

До ТЕМ- рупору висунуті такі основні вимоги: КСВН ≤ 4 в смузі робочих частот; ДС з мінімальним відхиленням від кругової в азимутальній площині і симетрія по куту місця.

На рис. 3.10 – 3.11 наведені частотні залежності коефіцієнта відбиття S_{11} та КСХН в робочій смузі частот 1000– 6000 МГц при різних довжинах ТЕМ рупора. Для дослідження характеристик рупора будемо змінювати його довжину ($L_{\text{руп}}$) від 50 мм до 170 мм; кут α , що визначає кутовий розмір пластин і β – кут між пластинами виберемо рівним 40° у всіх випадках варіювання.

Оскільки в антені буде використовуватися активне підсилення і узгодження, допускаються гірші показники КСХН та S_{11} . Як видно з наведених залежностей (рис. 3.10 – 3.11), при збільшенні довжини рупора ($L_{\text{руп}} \geq 130$ мм) спостерігається поліпшення умов узгодження ТЕМ антени в більш вузькій смузі частот 4– 7 ГГц, де, $S_{11} \leq -15$ і навіть $S_{11} \leq -20$ дБ.

Що стосується частотної залежності КСХН в робочій смузі частот 1000– 6000 МГц, то тут теж спостерігаються прийнятні умови узгодження при $L_{\text{руп}} = 130$ мм. При $L_{\text{руп}} \leq 130$ мм КСХН менше 4 становить в смузі частот 2000– 7000 МГц. При $L_{\text{руп}} \geq 130$ мм умови узгодження виконуються в більш вузькій смузі частот 5– 7 ГГц, де КСХН менше 2. Зі збільшенням довжини рупора до

$L_{\text{руп}}=170$ мм антена демонструє покращені умови узгодження $K_{\text{СХН}} \leq 1.6$ в смузі частот 5– 7 ГГц.

Проаналізувавши частотні залежності коефіцієнта відбиття, $K_{\text{СХН}}$ та ДС в робочій смузі частот 1000– 6000 МГц, можна зробити висновок, що прийнятний варіант довжини ТЕМ рупора, який відповідає $K_{\text{СХН}} \leq 4$ і коефіцієнту відбиття по входу антени ($S_{11} \leq 5$ дБ) в робочій смузі частот буде становити $L_{\text{руп}}=130$ мм. Тому будемо вважати, що оптимальний варіант спостерігається при $L_{\text{руп}}=130$ мм.

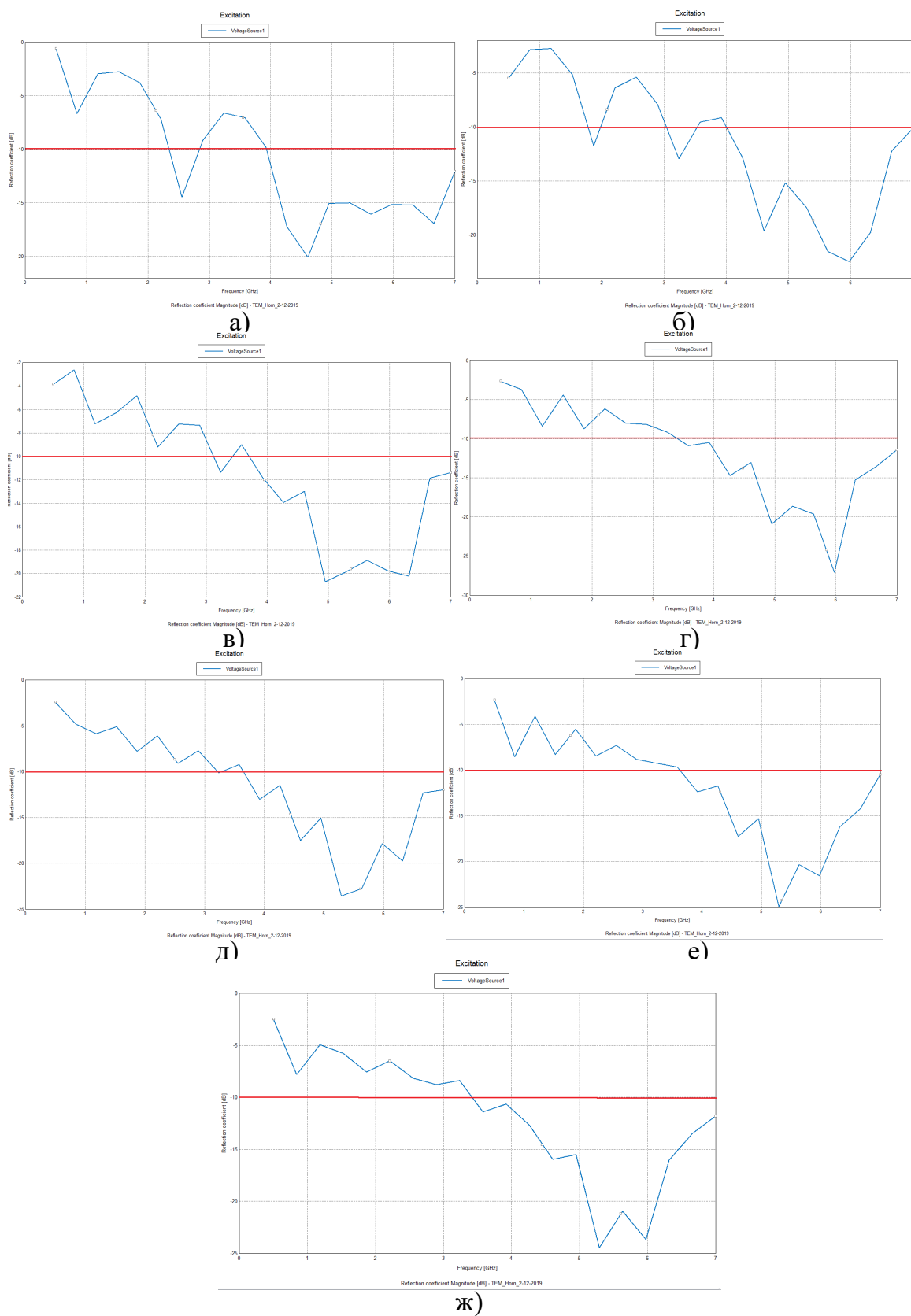


Рисунок 3.12 – Частотна залежність коефіцієнта відбиття S_{11} ТЕМ– рупору з такими параметрами: $\alpha=40^\circ$, $\beta=40^\circ$ та довжиною $L_{\text{рун}}=50$ мм – а), 70 мм – б), 100 мм – в), 120 мм – г), 130 мм – д), 150 мм – е), 170 мм – ж);

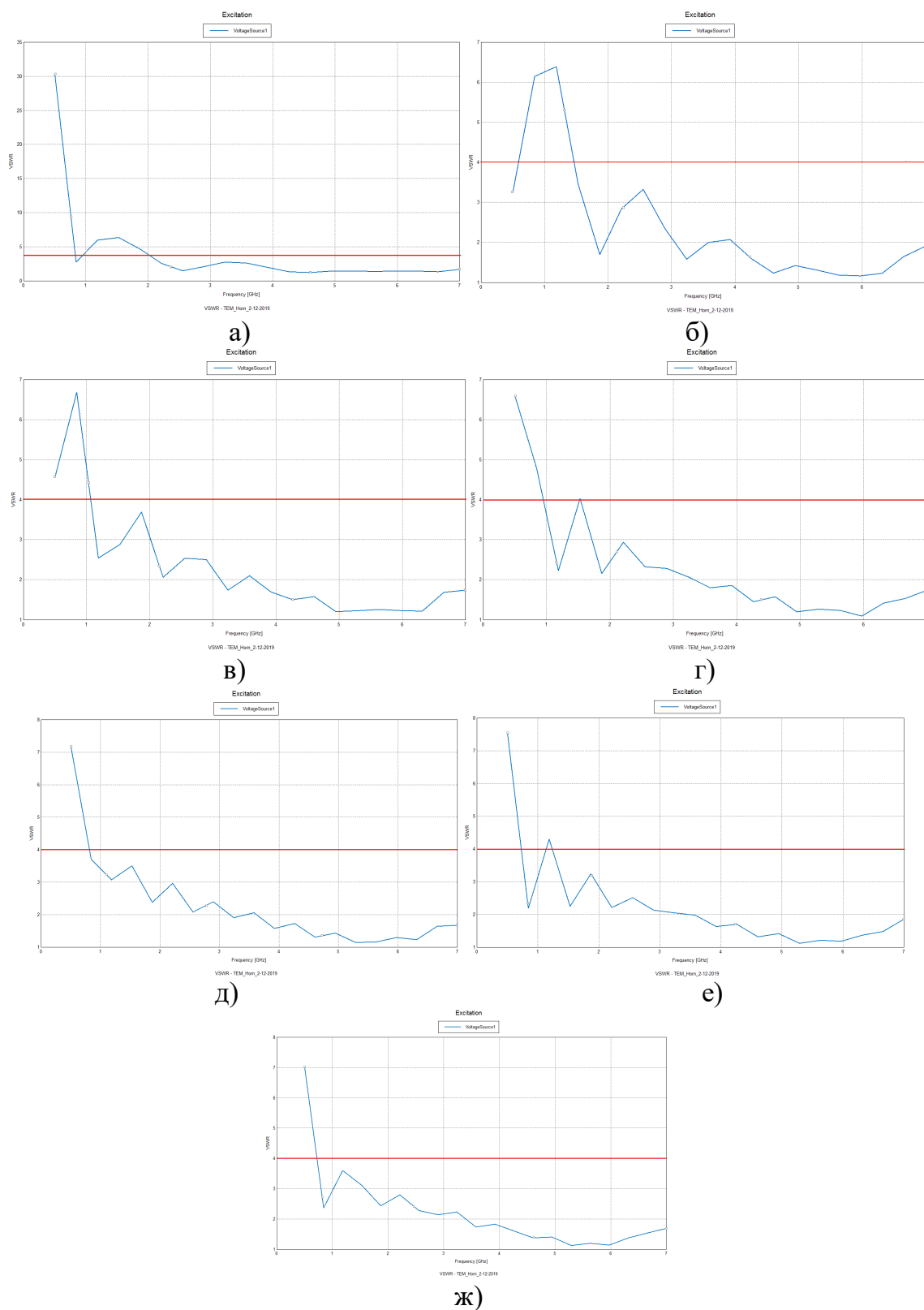


Рисунок 3.13 – Частотна залежність КСХН ТЕМ– рупору з такими параметрами: $\alpha=40^\circ$, $\beta=40^\circ$ та довжиною $L_{\text{рун}}= 50$ мм – а), 70 мм – б), 100 мм – в), 120 мм – г), 130 мм – д), 150 мм – е), 170 мм – ж);

На рис. 3.14, засобами САД ФЕКО наведено об'ємні діаграми спрямування ТЕМ рупора у діапазоні частот 1– 6 ГГц при довжині рупора $L_{\text{руп}}=130\text{мм}$ та кутах $\alpha=40^\circ$, $\beta=40^\circ$, а на рис. 3.16 для порівняння – $L_{\text{руп}}=50\text{ мм}$, $\alpha=40^\circ$, $\beta=40^\circ$ відповідно. Проаналізувавши ДС на рис 3.14, можна зробити висновок, що найбільш прийнятна смуга частот для ТЕМ-рупору дорівнює 1-4 ГГц. На частоті 2-3 ГГц ДС стає вузьконаправленою, а у частотному діапазоні 5-6 ГГц вона розщеплюється.

На об'ємних ДС ТЕМ-рупору при $L_{\text{руп}}=50\text{ мм}$ (рис. 3.16) можемо спостерігати нерівномірний характер поведінки ДС. Особливо це стосується напрямку головної пелюстки, де поведінка ДС мало відрізняється від ДС в інших напрямка, особливо в напрямку тилу. Це стосується у всій смузі частот .

На рис 3.15, зображено нормовану ДС ТЕМ-рупору в азимутальній і кутомірній площині (у відносних одиницях) при кутах $2\alpha=80^\circ$, $2\beta=80^\circ$ та його довжині $L_{\text{руп}}=130\text{мм}$ і $L_{\text{руп}}=50\text{ мм}$ (рис. 3.17) відповідно на частотах 1– 7 ГГц. Перерізи об'ємної ДС підтверджують вище сказане. Так, як ми бачимо, з рис. 3.16, рівень максимуму ДС майже на всіх частотах 1-4 ГГц, становить 4-8 дБі, лише на частотах 5-6 ГГц спостерігається нерівномірність ДС її рівень в напрямку максимуму падає до 0-2 дБі. Це також видно з просторових ДС на частотах 5–6 ГГц з рис. 3.14.

Що стосується випадку ТЕМ-рупора с довжиною $L_{\text{руп}}=50\text{ мм}$ (рис. 3.15), то тут спостерігається рівень сигналу в максимумі біля 0–4 дБі, що свідчить про низький рівень спрямованості ТЕМ-рупора при такій геометрії. Як видно з рис 3.16, при геометрії $L_{\text{руп}}=50\text{ мм}$, ТЕМ-рупор демонструє властивості ДС всеспрямованої антени, що не відповідає умові побудови пеленгаторної кільцевої АР зі антенними елементами, які мають властивості спрямованості.

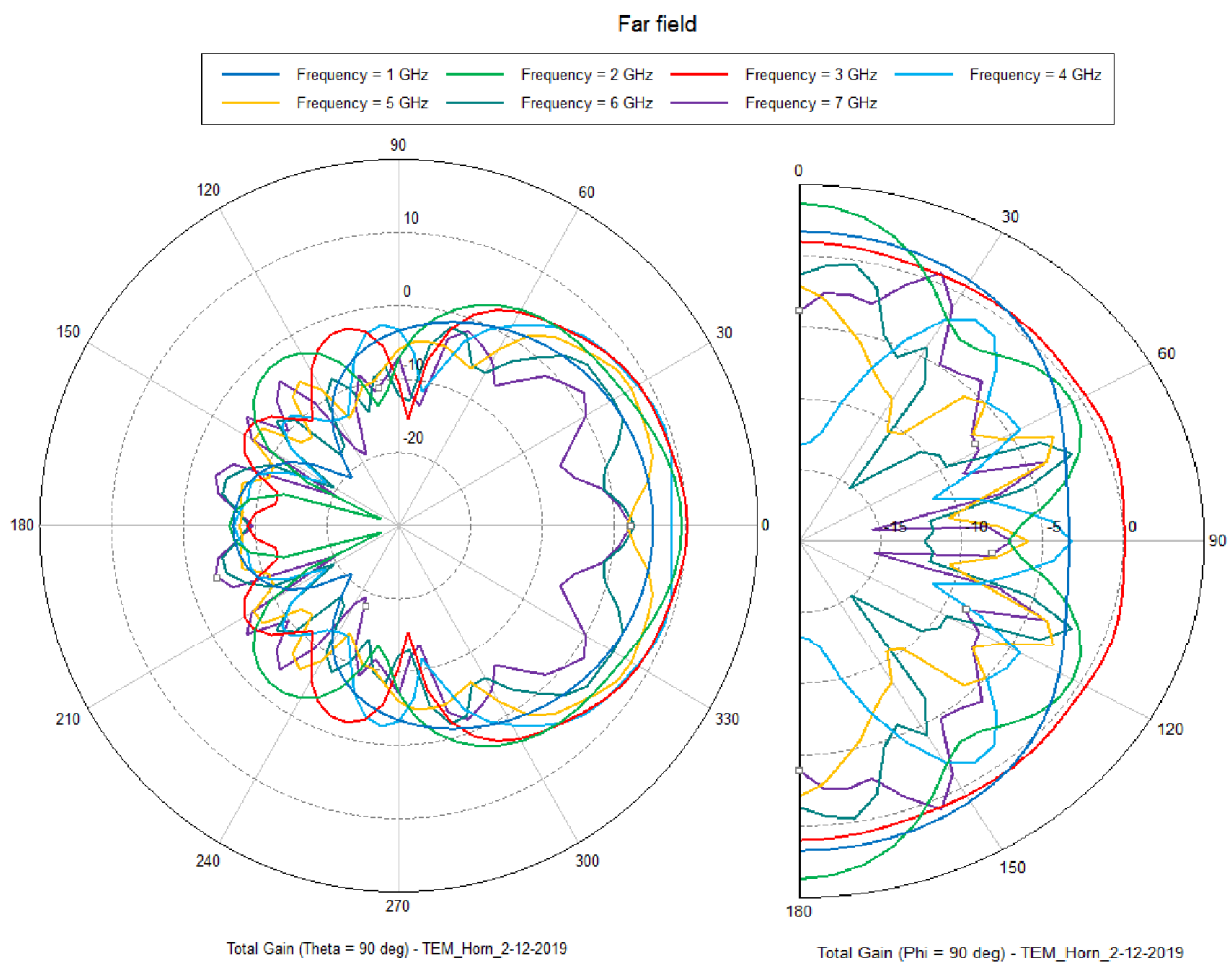


Рисунок 3.14 – ДС ТЕМ-рупора в азимутальній а) і кутомірній площині б) при такій геометрії: довжин ТЕМ рупора $L_{\text{руп}} = 130 \text{ мм}$ і кутах $\alpha = 80^\circ$, $\beta = 80^\circ$ на частотах 1 ГГц, 2 ГГц, 3 ГГц, 4 ГГц, 5 ГГц, 6 ГГц, 7 ГГц

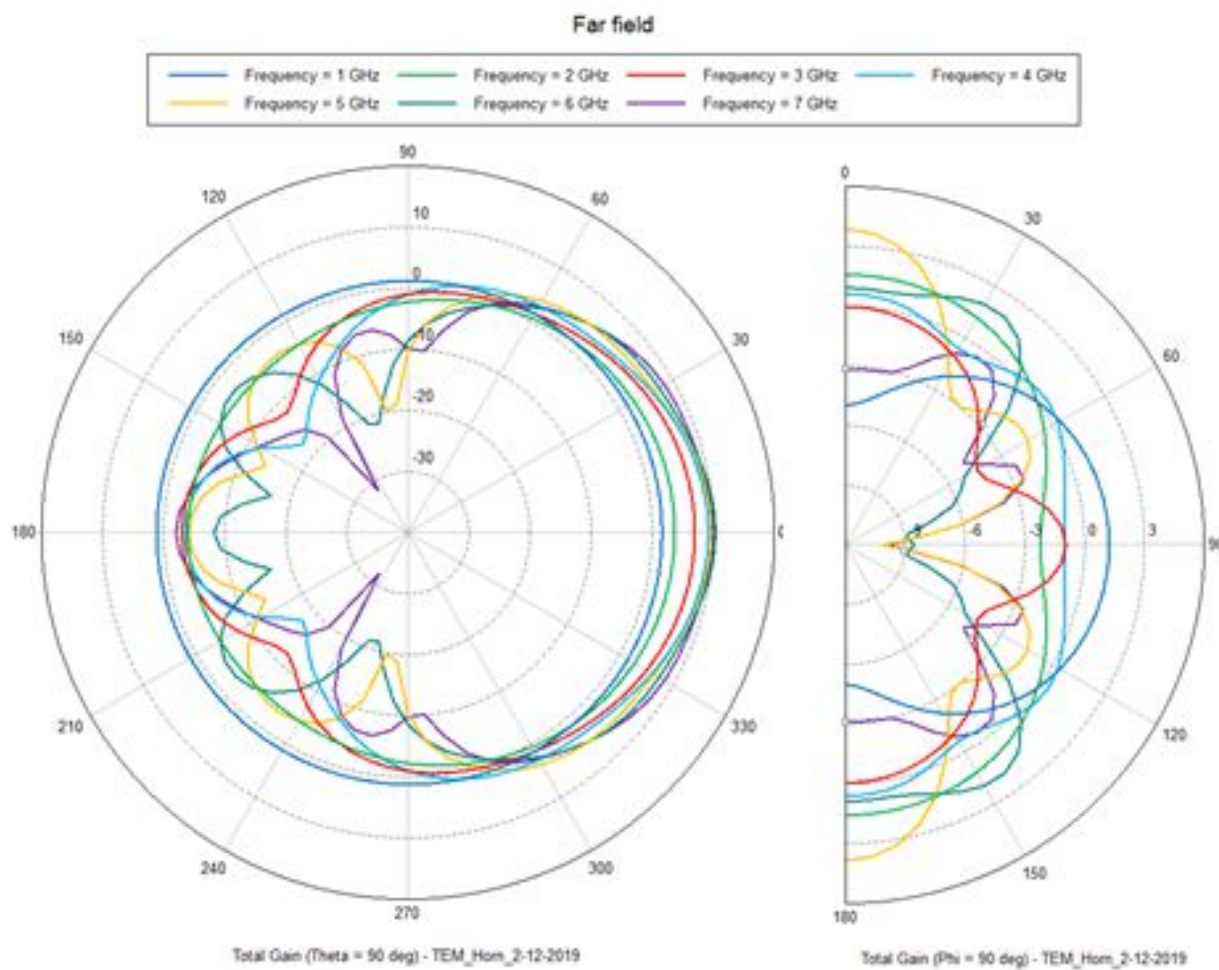


Рисунок 3.15 – ДС ТЕМ-рупора в азимутальній а) і кутомірній площині б) при такій геометрії: довжин ТЕМ рупора $L_{\text{руп}} = 50$ мм і кутах $\alpha = 80^\circ$, $\beta = 80^\circ$ на частотах 1 ГГц, 2 ГГц, 3 ГГц, 4 ГГц, 5 ГГц, 6 ГГц, 7 ГГц

ВИСНОВКИ

В теперішній час в пеленгації використовуються методи фазової і кореляційної інтерферометрії та псевдодоплерівський метод. Більшість методів радіопеленгації дозволяють пеленгувати тільки один випромінювач на певній частоті, яка зайнята виключно певним передавачем. Якщо додаткові передавачі працюють на тій самій частоті, можливо негативний вплив на пеленгацію (внутрішньоканальна перешкода). В цьому випадку результат пеленгації залежить від співвідношення рівнів передавачів. Якщо один з передавачів значно потужніше інших, відповідний пеленг відображається з незначними помилками. Якщо передавачі мають близькі рівні, результат пеленгації зазвичай неправильний. Це стосується всіх традиційних принципів пеленгації, включаючи кореляційний інтерферометр і методи Доплера і Ватсона–Ватта.

Аналіз технічних характеристик існуючих пеленгаторних антен показав, що на сьогоднішній день лише деякі світові розробники і виробники апаратури Rohde&Schwarz (Німеччина) і TCI (США) випускають пеленгатори з АС, які мають високу роздільну здатність для радіопеленгації сигналів. Виробник TCI (США) використовує антенний елемент типу TEM–рупор, який має гарну спрямованість, а узгодження і характеристики випромінювання досить слабо залежать від взаємодії з сусідніми елементами. Так, в магістерській роботі була розроблена модель TEM–рупору та проаналізована її ДС з варіюванням параметрів антенного елемента.

ТЕМ–рупор простий у виготовленні, має дуже широку смугу робочих частот із високим КП, в зв'язку з чим він отримав широке застосування. На зменшення взаємних зв'язків елементів по зовнішньому полю також впливає і той факт, що переважна частка енергії поля в кожному антенному елементі міститься в просторі між смужками TEM–рупора. До недоліків TEM–рупор слід віднести значні електричні розміри і наявність провалів в частотній залежності коефіцієнта посилення.

Засобами моделювання у середовищі FEKO, проаналізовано антену типу ТЕМ-рупори частотні залежності коефіцієнта відбиття S_{11} та КСХН в робочій смузі частот 1000– 6000 МГц при різних довжинах ТЕМ рупора, таким чином, обрана оптимальна довжина ТЕМ-рупору $L_{\text{руп}}=130$ мм із кутами $\alpha=40^\circ$, $\beta=40^\circ$; при таких параметрах ТЕМ-рупору спостерігається найбільш прийнятна діаграма спрямованості. Також були отримані об'ємні діаграми спрямування ТЕМ рупора у діапазоні частот 1– 6 ГГц при довжині рупора $L_{\text{руп}}=130$ мм та кутах $\alpha=40^\circ$, $\beta=40^\circ$. Для порівняння також розглянуто ДС при довжині $L_{\text{руп}}=50$ мм, $\alpha=40^\circ$, $\beta=40^\circ$. Проаналізувавши діаграми спрямованості, можна зробити висновок, що найбільш прийнятна смуга частот для ТЕМ-рупору дорівнює 1-4 ГГц. На частоті 2-3 ГГц ДС стає вузьконаправленою, а у частотному діапазоні 5-6 ГГц вона розщепляється.