

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)
магістра
_____ (ступінь вищої освіти)

на тему МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ МАЛИХ ВИСОТ
В ДВОКООРДИНАТНИХ РЛС

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-213м

Спеціальності _____

172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Радіотехніка»

ВОЙТАНІК Р.В.
(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник ЧОРНОБОРОДОВ М.П.
(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент _____
(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет Інформаційної безпеки та електронних комунікацій
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) Радіотехніка
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри РТТ
 к.ф.-м.н., доц. Сергій САМОЙЛИК
 « » грудня 2024 року



ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА

ВОЙТАНИКУ Родіону Володимировичу
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Метод вимірювання малих висот в двокоординатних РЛС

керівник проекту (роботи) к.т.н., доц. ЧОРНОБОРОДОВ Михайло Петрович
 (науковий ступінь, вчене звання, ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)





затверджені наказом закладу вищої освіти від "25" вересня 2024 року № 386

2. Строк подання студентом проекту (роботи) 10 грудня 2024 р.
 3. Вихідні дані до проекту (роботи) Довжина хвилі $\lambda=10$ см, висота розташування антени $h=4,5$ м, довжина апертури антени $L=50\cdot\lambda$; метод вимірювання висоти – фазовий, тип РЛС – двокоординатна.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Розробити спосіб вимірювання малих кутів місця летючих об'єктів на основі фазового методу для випадку параболічної антени та фазованої антенної ґратки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, кількість слайдів, плакатів) презентація роботи в Microsoft PowerPoint

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	ПРІЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	ЧОРНОБОРОДОВ М. П., доцент		
Нормоконтроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання "03" вересня 2024 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Особливості фазових систем	05.09-15.09	
2	Розробка методу вимірювання малих кутів міся	15.09-01.10	
3	Математичне моделювання	01.10-30.11	

Студент(ка)


 (підпис)

 Родіон ВОЙТАНИК
 (ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Керівник проєкту (роботи)


 (підпис)

 Михайло ЧОРНОБОРОДОВ
 (ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка магістерської роботи: 72 с., 25 рис., 4 джерела.

РЛС, ВИМІРЮВАННЯ ВИСОТИ, ФАЗОВАНА АНТЕННА ГРАТКА.

Об'єкт проектування – вимірювач висоти.

Мета роботи – розробка способу вимірювання польоту цілей, що летять на малих висотах, у двокоординатних РЛС.

Метод дослідження – теоретично-розрахунковий з використанням ЕОМ.

Розроблено спосіб вимірювання малих кутів місця летючих об'єктів на основі фазового методу.

За виконання дипломної роботи застосовувалися сучасні методи проектування. Проектування здійснювалося на спеціальному програмному забезпеченні й обчислювальній техніці.

Розроблений спосіб цілком задовольняє умовам технічного завдання.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	6
Вступ.....	7
1 Особливості фазових систем.....	11
1.1 Фаза радіосигналу	11
1.2 Визначення координат об'єктів (відстаней і різниці відстаней) за допомоги інформації, що міститься у фазі сигналу	19
1.3 Визначення кутових координат об'єктів за допомогою інформації, що міститься у фазі сигналу.....	29
1.4 Визначення швидкостей руху об'єктів за допомогою інформації, що міститься у фазі сигналу.....	36
1.5 Імпульсно-фазові системи.....	37
1.6 Основні проблеми фазових систем	42
1.7 Аналіз дії завад у фазових системах	45
2 Розробка методу вимірювання малих кутів місця	53
2.1 Огляд предметної області.....	53
2.2 Мета дослідження	58
2.3 Зміна конфігурації приймальної системи.....	58
3 Математичне моделювання.....	61
Висновки	71
Перелік джерел посилань	72

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

- АЦП – аналогово-цифровий перетворювач
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
е. р. с. – електрична рушійна сила
РЛС – радіолокаційна станція

ВСТУП

Високі й усе більш зростаючі вимоги до радіотехнічних систем у частині точності визначення просторового положення об'єкта і вірогідності передавання повідомлень в умовах природних і організованих завад, призводять у ряді випадків до необхідності використання інформації, що міститься у фазі радіосигналу.

Використання фази сигналу дозволяє отримати найбільш високої точності визначення просторового положення об'єкта, тобто найбільш високої точності визначення відстані, різниці відстаней, кутів тощо.

Фазові радіонавігаційні й радіогеодезійні різницево-дальномірні і дальномірні системи забезпечують мінімальні помилки за визначення місця корабля чи літака, за "прив'язки" координат об'єктів тощо.

Фазові пеленгатори, що широко використовуються за траєкторних вимірювань ракет й космічних об'єктів, дозволяють здійснити вимірювання кутів із гранично високою точністю.

Велике значення має використання фази й у системах передавання повідомлень. За цього забезпечується найбільш висока вірогідність за передавання інформації.

У системах передавання повідомлень фаза може використовуватися як параметр радіосигналу, у якому відображається передане повідомлення, і як параметр радіосигналу, що використовується для кращого виділення сигналу з завад.

Цікаві нові і важливі можливості використання фази сигналу визначилися в останні роки, у зв'язку з застосуванням складних (багатомірних чи шумоподібних) радіосигналів.

До фази сигналу, точніше до складного закон її зміни, може бути закладено інформацію про особливості радіосигналу, використання якої

дозволяє найефективніше виділяти сигнали з завад, у тому числі і ретрансльованих, і викликаних багатопроміневістю тощо, забезпечувати за відсутності відомостей про закон (коди) зміни фази, прихованість факту функціонування системи, високу завадостійкість проти організованих завад.

Це пояснює зростаючий інтерес до вивчення властивостей і можливостей використання фази сигналу.

Але системам, що використовують інформацію, яка міститься у фазі сигналу, властиві й істотні обмеження і недоліки.

Фаза є таким параметром радіосигналу, що легше за все "руйнується" у процесі поширення радіохвилі. У деяких умовах її використання виявляється мало доцільним чи, навіть, неможливим.

Використання фази звичайно призводить до ускладнення схем і апаратури, жорсткості вимоги до точності виготовлення і стабільності конструктивно-схемних елементів.

Фізичне тлумачення процесів, що відбуваються в системах, які використовують фазу, і математичні методи аналізу часто відрізняються складністю і приводять до необхідності залучення тонких і складних фізичних понять, громіздких перетворень і обчислень.

У літературі опубліковано багато робіт, що розглядають принципи використання фази сигналу, схеми систем і апаратури. Відомі також роботи, присвячені питанням теорії таких систем. Основне значення мають роботи В.І. Тихонова і його школи – Б.І. Шахтаріна, К.Б. Челишева, В.Т. Горяїнова, І.Н. Амiantoва тощо. Багато теоретичних питань, що мають значення для фазових систем, розглядаються також у присвячених статистичній радіотехніці широко відомих монографіях Б.Р. Левіна, С.Є. Фальковича, В.І. Бунимовича, Р.Л. Стратоновича, а також колективу авторів на чолі з Г.П. Тартаковським. Необхідно відзначити також роботи В.В. Цветнова, Р.Л. Драккіна, Ю.Б. Черняка, В.В. Шахгільдяна, В.П. Жукова тощо.

Очевидно, що теорія фазових систем мусить ґрунтуватись на

статистичних методах.

У радіотехнічних системах, приймання сигналу здійснюється в умовах наявності завад. Завада викликає випадкові зміни (спотворення) фази. Отже, першою задачею теорії фазових систем є вивчення статистичних властивостей і характеристик фази суміші сигналу і завади й однієї завади, вироблення простих інженерних методів розрахунку цих характеристик і фізичне тлумачення результатів.

Якщо корисну інформацію закладена не до фази сигналу, а наприклад, до факту його наявності чи відсутності, то фаза сигналу може використовуватися для поліпшення виділення сигналу з завад. Отже, другою задачею теорії фазових систем є виявлення типових варіантів моделей сигналу, у частині статистичних властивостей його фази і дослідження методами теорії статистичних розв'язань впливу цих властивостей на алгоритми (схеми) і результати оптимального виявлення з використанням як всієї інформації про суміш, так і інформації тільки про фазу суміші. За цього, необхідно виявити роль фази у виявленні й здійснити порівняння різних схем і результатів.

Якщо корисну інформацію закладена до фази сигналу, то фаза є випадковою величиною чи її функцією, що підлягає виділенню (вимірюванню) у системі. Спотворення фази за рахунок дії завад викликають випадкові спотворення інформації.

У такий спосіб третьою основною задачею теорії фазових систем є перебування статистичних характеристик фази за виконання нею функцій носія інформації, виявлення оптимальних й квазіоптимальних алгоритмів (схем) виділення (вимірювання) фази сигналу, що враховують випадковий характер корисних змін фази, що відображають інформацію і випадкових її спотворень, обумовлених дією завад. За цього, необхідно встановити параметри сигналу і завад, що впливають на точність.

Велика увага приділяється фізичному тлумаченню результатів, а також

поясненню процесів, що відбуваються в схемах. Статистична теорія апаратури фазових систем мусить містити аналіз впливу випадкових відхилень параметрів елементів і їхньої нестабільності на спотворення фази сигналу за його проходження колами й каскадам апаратури, а також дослідження впливу неідеальності елементів схем і нестабільності їхніх параметрів в аналогових і цифрових фазовимірювачах.

1 ОСОБЛИВОСТІ ФАЗОВИХ СИСТЕМ

1.1 Фаза радіосигналу

Під фазовими системами розуміють системи, у яких корисна інформація закладається до фази сигналу.

Математично, фаза визначається як аргумент гармонійної функції:

$$c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_c)$$

або

$$c(t) = A_c \cdot \exp(-j \cdot [\omega_0 \cdot t + \varphi_c]).$$

Відповідно до математичного визначення, фазою ψ є величина:

$$\psi = \omega_0 \cdot t + \varphi_c,$$

де φ_c – початкова фаза. Якщо наявні дві гармонійні функції, то можна ввести поняття зсуву фаз $\Delta\psi$.

Зсув фаз показує, якою є різниця фаз двох коливань:

$$c_1(t) = A_{c1} \cdot \cos(\omega_{01} \cdot t + \varphi_{c1})$$

й

$$c_2(t) = A_{c2} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot t + \varphi_{c2})$$

тобто:

$$\psi = (\omega_{01} - \omega_{02}) \cdot t + (\varphi_{c1} - \varphi_{c2}).$$

Таким чином, у коливань з різними частотами зсув фаз є функцією часу. Якщо коливання мають однакову частоту, то:

$$\Delta\psi = \varphi_{c1} - \varphi_{c2} = \Delta\varphi_c,$$

тобто зсув фаз дорівнює зсуву початкових фаз $\Delta\varphi_c$. Складова фази $\omega_0 \cdot t$, обумовлена частотою ω_0 , у радіотехнічних системах виконує важливу функцію, тому що визначає частоту носія повідомлення або носійну частоту.

Корисну інформацію може бути закладено до початкової фази сигналу φ_c . Видобування корисної інформації зводиться тоді до вимірювання початкової фази.

Практично це призводить до необхідності вимірювання різниці початкових фаз двох коливань:

$$\varphi_{\text{вим}} = \varphi_c - \varphi_{\text{оп}}.$$

Початкова фаза прийнятого сигналу φ_c несе корисну інформацію. Початкова фаза $\varphi_{\text{оп}}$ допоміжного чи опорного сигналу служить як би початковою крапкою, від якої відлічується початкова фаза.

Оскільки фаза і зсув фаз – поняття відносні, то звичайно зручно думати, що $\varphi_{\text{оп}} = 0$, тоді $\varphi_{\text{вим}} = \varphi_c$.

Пристрій, що здійснює вимірювання зсуву фаз, називають фазовимірювачем. У фазових системах використовується, в основному, початкова фаза φ_c ; звичайно використовують для неї більш короткий термін – фаза.

Інформацію може бути закладено до фази колювання за плавної чи дискретної зміни (модуляція й маніпуляція у передавачі). Інформацію може бути закладено до фази колювання за рахунок руху об'єкта, на якому ведеться приймання сигналу чи з якого здійснюється передавання сигналу. За цього також змінюється початкова фаза чи, іншими словами, здійснюється модуляція фази рухом. Отже, найпростішим видом фазових систем є системи, у яких інформація закладається до фази носійної гармонійного сигналу. Сигнал виявляється модульованим за фазою функцією $\varphi_i(t)$. За цього сигнал має наступний вигляд:

$$c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_{0c} + \varphi_i(t)).$$

Якщо відома функція $\varphi_i(t)$, то може бути знайдено спектр сигналу. Чим більше передається інформації, тим ширше спектр сигналу. На виході фазовимірювача, тобто після демодуляції, якщо покласти $\varphi_{0c} = 0$ й $\varphi_{0п} = 0$, маємо:

$$\varphi_{\text{вим}} = \varphi_i(t).$$

В загальному випадку, сигнал може мати додаткову модуляцію:

$$c(t) = A_c(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_{\text{дм}}(t) + \varphi_i(t) + \varphi_{0c}),$$

де $A_c(t)$ й $\varphi_{\text{дм}}(t)$ – детерміновані функції часу.

Модуляція амплітуди, власне кажучи, не відбивається на фазі чи зсуві фаз. Така модуляція змінює спектр сигналу і може вплинути на вибір методів і пристроїв для видобування інформації з фази сигналу, а також зменшує енергію сигналу, від якої залежить точність вимірювання фази.

Додаткова модуляція за амплітудою широко використовується у

фазових системах для поділу сигналів різних станцій і для поділу радіохвиль, що надійшли до крапки приймання різними шляхами.

Типовим прикладом модуляції є модуляція за амплітудою, що створює сигнал у вигляді послідовності імпульсів, у фазі яких міститься інформація. Додаткова модуляція сигналу за фазою вимагає пояснень. Фазова модуляція дозволяє істотно впливати на деякі властивості сигналу. За модуляції фази, амплітуда може не змінюватися, і середня потужність чи енергія сигналу не зменшуватиметься. Спектр сигналу – розширюється, добуток ширини смуги спектра на тривалість сигналу, що називають "базою", виявляється набагато більшим за одиницю.

Найбільший інтерес у цих сигналах становить те, що за відповідного вибору закону модуляції за фазою [наприклад, зміна фази за квадратичним законом чи зміна фази на $\pm 90^\circ$ (0° - 180°) за псевдовипадковим законом (коди Баркера, Хафмана, Диджилок тощо)] амплітудно-частотний спектр сигналу виявляється майже рівномірним (як у шуму) і всі особливості сигналу відбиваються у фазочастотному спектрі.

За приймання такого сигналу за допомоги узгодженого з ним фільтра, на виході фільтра відбувається "стискання" сигналу за часом. В результаті, на виході фільтра виходить один короткий основний "викид".

Як відомо, за дії сигналу на узгоджений з ним фільтр, на виході останнього відтворюється функція автокореляції сигналу. Отже, використовуючи модуляцію за фазою за відповідним законом, можна отримати сигнали з автокореляційною функцією, що має один вузький основний "викид" за малого рівня "бічних викидів", причому чим ширше спектр сигналу, тим вузьчий "викид" за часом.

Аналогічну функцію автокореляції має шум з обмеженим спектром. У зв'язку з тим, що амплітудно-частотний спектр і функція автокореляції таких сигналів за своїм виглядом близькі до спектра і функції автокореляції шуму, такі сигнали іноді називають "шумоподібними".

Шумоподібні сигнали є дуже перспективними, у тому числі і для застосування у фазових системах. Їхні основні позитивні якості полягають у наступному. Завдяки ефекту "стискання", застосування цих сигналів дозволяє здійснювати розділення сигналів, що надійшли до крапки прийому різними шляхами і, отже, мають різні початкові фази.

За цього не потрібно використання дуже коротких імпульсів, що зменшують енергію сигналу (за тієї ж потужності передавача). Розширення спектра дозволяє за тієї ж енергії сигналу отримати малу щільність потужності сигналу на одиницю смуги частот (набагато меншу, ніж щільність потужності завади) за гарного виділення сигналу на виході узгодженого фільтра. Це забезпечує високу енергетичну прихованість таких сигналів і їхню високу завадостійкість стосовно організованих завад. Чим більше база шумоподібного сигналу, тим більше його "стискання", краще прихованість і вище завадостійкість.

Якщо шумоподібні сигнали використовуються у фазових системах, то корисна інформація може бути закладена до початкової фази такого сигналу.

Якщо вимірювання зсуву фаз за наявності $\varphi_{\text{дм}}(t)$ здійснюється щодо гармонійного сигналу, що має початкову фазу $\varphi_{\text{оп}}$, то:

$$\varphi_{\text{вим}} = \varphi_{\text{с}} - \varphi_{\text{оп}} = \varphi_{\text{дм}}(t) + \varphi_{\text{i}}(t) + \varphi_{0\text{с}} - \varphi_{\text{оп}}$$

За цього витяг корисної інформації ускладнюється змінами фази за рахунок $\varphi_{\text{дм}}(t)$.

Для того, щоб це видобування стало ефективним, необхідно модулювати фазу опорної напруги:

$$\varphi_{\text{оп}} = \varphi_{\text{дм}}(t) + \varphi_{0\text{оп}}$$

тоді за $\varphi_{0\text{с}} - \varphi_{0\text{оп}} = 0$

$$\varphi_{\text{вим}} = \varphi_{\text{дм}}(t) - \varphi_i(t) + \varphi_{0c} - \varphi_{\text{дм}}(t) - \varphi_{0оп} = \varphi_i(t).$$

За цього, тут мається на увазі, що функція $\varphi_i(t)$ значно "повільніша" за $\varphi_{\text{дм}}(t)$.

Аналогічний результат можна отримати й іншим методом. Якщо сигнал, що має додаткову фазову модуляцію, пропустити узгодженим з ним фільтром, то на виході останнього усувається додаткова фазова модуляція, закон якої відомий, і залишається значення фази, що несе інформацію.

Таким чином, сигнал, що має додаткову фазову модуляцію так само, як і простий гармонійний чи амплітудно-модульований сигнал, може бути використано для передавання корисної інформації через фазу сигналу, однак пристрій, що забезпечує розв'язання цієї задачі, мусить бути складнішим.

Вище розглядався випадок, коли корисна інформація закладається до фази носійної, однак маються і такі фазові системи, у яких інформація закладається до фази модуляції.

Необхідність використання фази модуляції обумовлюється в основному тим, що внаслідок малого інтервалу однозначності, а також недостатньої стабільності носійної частоти чи наявності значних флуктуацій фази за рахунок умов поширення, фаза носійної не може бути використана для передавання інформації. За цього використовується модульований за амплітудою чи фазою радіосигнал і фаза допоміжної модуляції передає інформацію.

Якщо допоміжна модуляція здійснюється гармонійним сигналом, то:

$$c(t) = A_c \cdot [1 + M \cdot \cos(\Omega \cdot t + \varphi_\Omega)] \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_c),$$

за амплітудної модуляції, й:

$$c(t) = A_c \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \varphi_{0c} + \Delta\varphi_\Omega \cdot \cos(\Omega \cdot t + \varphi_\Omega)]$$

за фазової модуляції.

Для використання інформації, закладеної до фази модуляції, необхідно здійснити детектування чи демодуляцію.

Припускаючи, що демодулятори мають ідеальні характеристики, отримуємо:

$$c_{\Omega}(t) = A_c \cdot M \cdot \cos(\Omega \cdot t + \varphi_{\Omega}),$$

$$c_{\Omega}(t) = \Delta\varphi_{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t + \varphi_{\Omega}).$$

Демодуляція чи детектування сигналу, модульованого за амплітудою, не викликає принципових труднощів, тому зупинимось докладніше на випадку допоміжної модуляції за фазою. За демодулювання сигналу, модульованого за фазою, необхідно знати початкову фазу носійної, а зміни фази сигналу у фазовому дискримінаторі перетворити на змінну напругу з частотою Ω , фаза якої несе інформацію. Через складність здійснення таких вимірювань, цей варіант фазових систем використовується рідко.

Можливий і інший шлях використання допоміжної фазової модуляції. У деяких випадках зручно розглядати модуляцію за фазою як модуляцію за частотою.

Як відомо,

$$\omega = d\psi/dt = \omega_0 + d \cdot \Delta\varphi_{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t + \varphi_{\Omega}) / dt = \omega_0 + \Delta\varphi_{\Omega} \cdot \Omega \cdot \sin(\Omega \cdot t + \varphi_{\Omega}),$$

причому $\Delta\varphi_{\Omega} \cdot \Omega$ можна характеризувати як величину, еквівалентну відхиленню чи девіації частоти за модуляції $-\Delta\omega_{\Omega}$, тоді:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\varphi_{\Omega} \cdot \sin(\Omega \cdot t + \varphi_{\Omega}).$$

Величину $\Delta\omega_{\Omega}/\Omega$ чи $\Delta\varphi_{\Omega}$ часто називають індексом модуляції.

За малого індексу модуляції, коли $\Delta\omega_{\Omega}/\Omega \ll 1$ чи $\Delta\varphi_{\Omega} \ll 1$ рад, модуляція за фазою супроводжується появою двох бічних частот, що відстоять від носійної частоти на $\pm\Omega$.

За великого індексу модуляції, тобто коли $\Delta\omega_{\Omega}/\Omega \gg 1$ чи $\Delta\varphi_{\Omega} \gg 1$ рад, спектр коливання виходить широким, з великою кількістю бічних смуг. У першому наближенні, ширина такого спектра складає:

$$2 \cdot \Delta\omega_{\Omega} = 2 \cdot \Delta\varphi_{\Omega} \cdot \Omega.$$

Таким чином, для здійснення демодуляції сигналу, модульованого за фазою, можна застосувати частотний (а не фазовий) дискримінатор. Частотний дискримінатор не реагує на невизначеність початкової фази і може бути використаний для демодуляції сигналів з випадковою фазою носійної. За цього потрібно мати на увазі, що в частотному дискримінаторі продетектована напруга пропорційна $\Delta\omega_{\Omega}$, тобто за незмінної $\Delta\varphi_{\Omega}$ амплітуда продетектованої напруги змінюватиметься за зміни частоти модуляції відповідно до закону:

$$A_{\Omega} = k \Delta\varphi_{\Omega} \cdot \Omega.$$

В якості допоміжної модуляції сигналу за передавання інформації фазою модуляції може бути використано і частотну модуляцію з девіацією $\Delta\omega_{\Omega}$.

Від допоміжної фазової модуляції цей випадок відрізнятиметься тільки тим, що $\Delta\omega_{\Omega}$ і напруга, які знімаються з дискримінатора, не залежатимуть від частоти модуляції.

В усіх випадках, за використання допоміжної модуляції на виході демодулятора наявна напруга:

$$c_{\Omega}(t) = A_c \cdot \cos(\Omega \cdot t + \varphi_{\Omega}),$$

і завдання полягає у вимірюванні початкової фази φ_{Ω} .

Звичайно використовується допоміжна амплітудна модуляція, за якої технічні розв'язання виходять найбільш простими.

1.2 Визначення координат об'єктів (відстаней і різниці відстаней) за допомоги інформації, що міститься у фазі сигналу

Відомо, що за поширення радіохвилі відбувається накопичення запізнювання за фазою:

$$c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_{0c} - 2 \cdot \pi \cdot D / \lambda) = A_c \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_{0c} - \omega \cdot D / c),$$

де D – відстань, пройдена хвилею (дальність).

Очевидно, що вимірювання дальності можна звести до вимірювання зсуву фаз між прийнятим сигналом і опорним.

Зручно вважати $\varphi_{0c} = 0$, $\varphi_{0п} = 0$, тоді:

$$\varphi_{\text{вим}} = 2 \cdot \pi \cdot D / \lambda = \omega \cdot D / c,$$

$$D = \varphi_{\text{вим}} \cdot c / \omega = \varphi_{\text{вим}} \cdot \lambda / (2 \cdot \pi).$$

Результуюча похибка у вимірюванні зсуву фаз може бути доведена до $\delta\varphi = 0,1$ рад порівняно простими технічними засобами.

Тоді помилка у вимірюванні відстані δD :

$$\delta D = \delta\varphi \cdot \lambda / (2 \cdot \pi) = (0,05 \dots 0,01) \cdot \lambda.$$

Імпульсні системи вимірювання відстані забезпечують точність:

$$\delta D_{\text{імп}} = \delta \tau_{\text{імп}} \cdot m \cdot \lambda / \tau_{\text{імп}},$$

де $\delta \tau_{\text{імп}}$ – помилка у відліку часу за імпульсом тривалості $\tau_{\text{імп}}$;

m – число періодів в імпульсі.

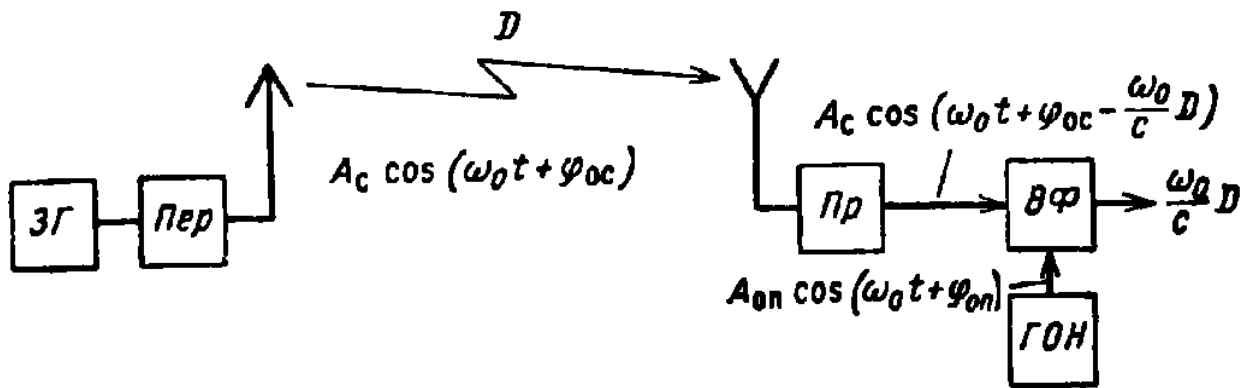
Відомо, що $\delta \tau_{\text{імп}} / \tau_{\text{імп}} = 0,05 \dots 0,1$ й $m = 20 \dots 100$; тоді:

$$\delta D = (1 \dots 10) \cdot \lambda.$$

Отже, за тієї ж довжині хвилі, точність фазових систем на кілька порядків вища за точність імпульсних систем.

За практичного здійснення фазового принципу вимірювання відстаней виникають деякі труднощі. Не розглядатимемо застосування цього принципу в радіолокації, оскільки тут він не дає великих переваг. Фазові системи визначення координат основне застосування отримали за вимірювання траєкторій польоту ракет й космічних об'єктів, а також за визначення координат літаків і кораблів для цілей навігації й керування рухом. За використання фазових систем для визначення координат основні труднощі визначаються багатозначністю, властивою фазовому методу, і необхідністю створення опорної напруги з початковою фазою, що витримується точно, прийнятої за початок відліку зсуву фаз.

Систему, що забезпечує теоретично найпростіший вимірювач відстані фазовим методом, наведено на рисунку 1.1. Однак очевидно, що для її реалізації стабільності частоти задавального гетеродина передавача і опорного гетеродина прийомовимірювача мусять бути дуже високими.



ЗГ – задавальний генератор; Пер – передавач; Пр – приймач;
ВФ – вимірювач фази; ГОН – генератор опорної напруги.

Рисунок 1.1 – Принцип дії фазового дальноміра

Помилка через нестабільність частоти визначається формулою:

$$\delta D_{\omega} = \delta \omega \cdot c \cdot t / \omega_0,$$

де $\delta \omega / \omega_0$ – відносна нестабільність гетеродинів;

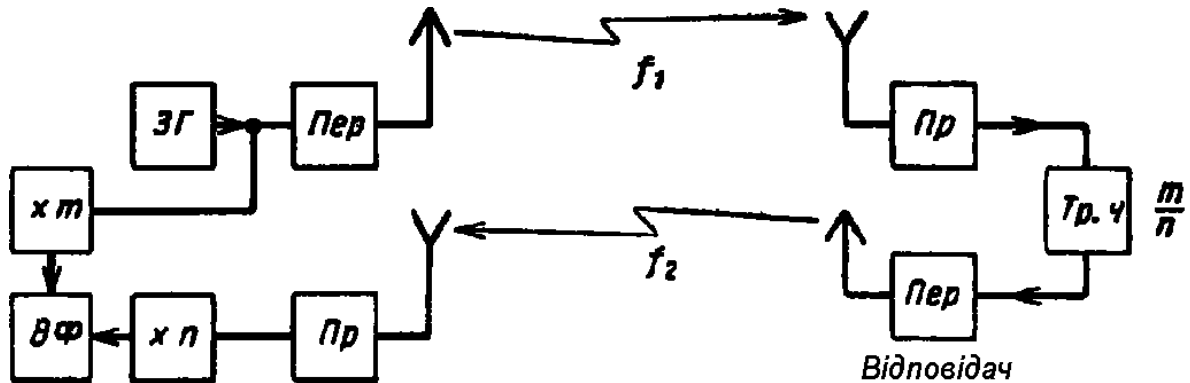
t – час, що минув з моменту узгодження фаз гетеродинів.

За $\delta \omega / \omega_0 = 10^{-8}$ й $t = 1000$ с (близько 20 хв.) $\delta D_{\omega} = 3$ км.

Таким чином, навіть за дуже високої стабільності гетеродинів, якщо вимірювання дальності здійснюється протягом тривалого інтервалу часу, вимірювання за схемою, зображеною на рисунку 1.1, дає значну помилку, що накопичується.

Синхронізація тут у принципі неможлива, тому що за цього буде загублено інформацію про дальність, що полягає в різниці фаз напруг опорного генератора і прийнятого сигналу. Труднощі забезпечення необхідних стабільностей обумовлюють використання розглянутої схеми лише у специфічних випадках. Для подолання цих труднощів, у фазових системах вимірювання відстаней можна застосовувати відповідачі.

Типову схему з відповідачем зображено на рисунку 1.2, на прикладі системи, у якій використовується трансформація частоти.



ЗГ – задавальний генератор; ВФ – вимірювач фази; Пер – передавач;
Пр – приймач; Тр. ч – трансформатор частоти.

Рисунок 1.2 – Принцип дії дальноміра з відповідачем

У такій системі передавач вимірювальної станції випромінює сигнал на частоті f_1 , який приймається приймачем відповідача. Потім сигнал трансформується за частотою у відношенні m/n (де m й n – цілі числа) і випромінюється передавачем відповідача. Прийнятий вимірювальним приймачем сигнал подається на фазовимірювач, на який одночасно подається сигнал з передавача (з урахуванням трансформації частоти). Якщо знехтувати зсувами фаз напруг в апаратурі, то отримуємо:

$$\varphi_{\text{вим}} = 2 \cdot \pi / \lambda_1 \cdot m \cdot 2 \cdot D$$

або

$$D = 1/2 \cdot \varphi_{\text{вим}} / (2 \cdot \pi) \cdot \lambda_1 / m = 1/2 \cdot \varphi_{\text{вим}} / (2 \cdot \pi) \cdot \lambda_2 / n.$$

Для визначення положення на поверхні потрібно вимірювати дві відстані до двох крапок, а для визначення положення чи координат у просторі потрібно вимірювати три відстані до трьох різних крапок, координати яких відомі. Однак реалізація схем з відповідачами у фазових системах, на відміну від імпульсних систем, зустрічає принципових труднощів, оскільки приймач і передавач як вимірювальної станції, так і відповідача мусять працювати одночасно. У схемі, зображеній на рисунку 1.2, це досягається поділом носійних f_1 й f_2 за рахунок трансформації частоти.

Відомо кілька принципів побудови відповідачів фазових систем. Але відповідач фазових систем володіє одиничною пропускнуою здатністю, тобто може забезпечити вимірювання дальності тільки між двома крапками.

Основні властивості такої системи визначаються спотвореннями фаз сигналів за поширення в просторі і проходження різними блоками й каскадами і точністю вимірювання фаз фазовимірювачем за наявності завад. Причому нестабільність і неточність частот (носійних чи модуляції) тут уже не дають помилок, що накопичуються згодом.

Величина помилки через нестабільність частоти визначатиметься співвідношенням:

$$\delta D_{\omega} = D \cdot \delta \omega / \omega_0$$

або

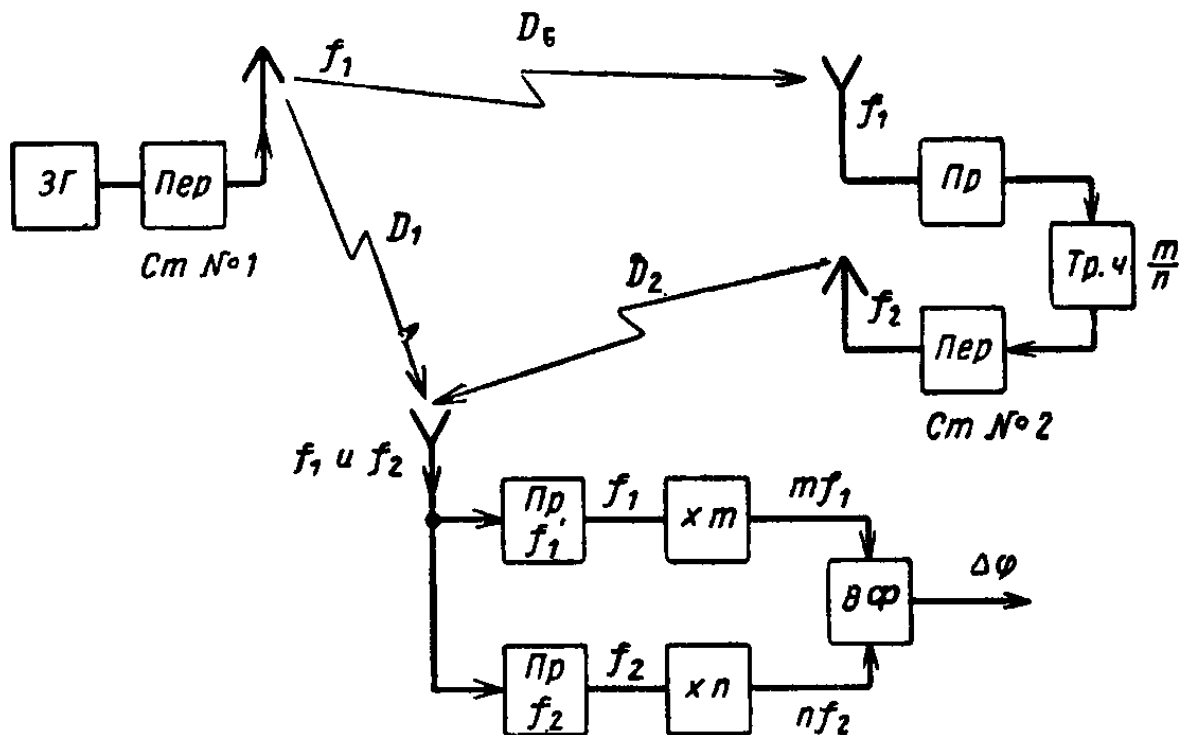
$$\delta D_{\omega} / D = \delta \omega / \omega_0.$$

Помилку через нестабільність частот може бути зроблено дуже невеликою.

Одинична пропускну здатність фазового відповідача дозволяє

використовувати такі фазові системи тільки для спеціальних цілей, за необхідності точного вимірювання положення в просторі одиничних об'єктів, наприклад, ШСЗ.

Для розширення використання фазових методів вимірювання відстаней у навігації і керуванні рухом літаків, кораблів тощо потрібно забезпечити функціонування системи за одночасного її використання великим числом об'єктів. Для цього, а також для досягнення великих дальностей дії системи без застосування на об'єкті потужних і важких передавачів і громіздких антен у фазових системах визначення положення об'єкта в просторі, широко використовуються різницево-дальномірні чи гіперболічні пристрої. Принцип дії такої системи з трансформацією частоти показано на рисунку 1.3.



ЗГ – задавальний генератор; ВФ – вимірювач фази; Пер – передавач;
 Пр – приймач; Тр. ч – трансформатор частоти.

Рисунок 1.3 – Принцип дії різницево-дальномірної системи

Задавальна станція (ст. № 1) й відповідач чи відома станція (ст. № 2) розташовуються в крапках з відомими координатами. Сигнали цих станцій приймаються в крапці, координати якої визначаються.

Після селекції, підсилення і трансформації частоти сигнали подаються на фазовимірювач:

$$\Delta\varphi_{\text{вим}}=m \cdot \omega_1/c \cdot D_B - m \cdot \omega_1/c \cdot (D_1 - D_2),$$

де m – множник коефіцієнта трансформації частоти.

Отже, за відомої бази D_B за результатами вимірювання зсуву фаз $\Delta\varphi_{\text{вим}}$ можна знайти $\Delta D = D_1 - D_2$.

У пункті, у якому визначається місце розташування, потрібно установити тільки приймально-вимірювальний пристрій; за сигналами станцій № 1 й № 2 може визначати своє місце розташування будь-яке число об'єктів. Для визначення місця розташування на поверхні, необхідні дві гіперболи, тобто мінімум три станції – одна ведуча і дві відомі.

Основною операцією, що виконує апаратура в таких системах, є вимірювання зсуву фаз між двома сигналами, частоти яких можуть бути приведені до однієї. Однак на відміну від попередніх випадків, обидва сигнали, подані на фазовимірювача, супроводжуватимуться завадами.

Помилка через нестабільність частоти:

$$\delta\Delta D = \delta\omega_1/\omega_1 \cdot \Delta D.$$

Результати роботи системи і її точність визначатимуться стабільністю зсувів фаз сигналів за поширення в просторі й в апаратурі і точністю вимірювання зсуву фаз за наявності завад. Так само, як у фазових дальномірах, у різницево-дальномірних системах існує кілька принципів забезпечення одночасної роботи приймачів і передавачів відомих станцій і

прийому сигналу всіх станцій приймально-вимірювальним пристроєм.

Найперспективнішим і широко застосовуваним є принцип часового поділу чи використання імпульсно-фазових систем. За цього всі станції можуть працювати на одній носійній.

Однозначність результату вимірювання відстані чи різниці відстаней можлива в межах:

$$\Delta D_{\text{одн}} = 2 \cdot \pi \cdot c / \omega_0 = \lambda.$$

Багатозначність може бути усунута на основі фазових вимірювань.

Якщо здійснити модуляцію сигналу частотою Ω чи використовувати вимірювання зсуву фаз на двох близьких частотах, то можна отримати:

$$s(t) = A_c \cdot [1 + M \cdot \cos(\Omega \cdot t + \varphi_\Omega)] \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_c)$$

за вимірювання зсуву фаз на частоті модуляції:

$$\varphi_{\Omega \text{вим}} = \Omega / c \cdot D$$

або

$$D = \varphi_{\Omega \text{вим}} / (\Omega / c);$$

за вимірювання різниці зсуву фаз на близьких частотах:

$$\varphi_{\text{вим1}} = \omega_1 / c \cdot D,$$

$$\varphi_{\text{вим2}} = \omega_2 / c \cdot D,$$

$$\Delta\varphi_{\text{вим}} = \varphi_{\text{вим1}} - \varphi_{\text{вим2}} = D/c \cdot (\omega_1 - \omega_2).$$

Таким чином, за вимірювань зсуву фаз на частоті модуляції чи різниці зсувів фаз на близьких частотах, результат вимірювання відповідає тому, що вийшов, якби поширювалася хвиля з частотою модуляції Ω чи різницевою частотою $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$. Це дозволяє, використовуючи діапазон частот, оптимальний для поширення в заданих умовах, отримати будь-як інтервал однозначності. Однак перехід на більш низькі частоти означатиме й меншу точність, тому що ті ж нестабільності зсуву фаз сигналів в апаратурі й похибки вимірювань за зниження частоти відповідатимуть великим помилкам у вимірюванні відстані:

$$\delta D_{\text{ап}\omega} = c/\omega_0 \cdot \delta\varphi_{\text{ап}}$$

на високій частоті,

$$\delta D_{\text{ап}\Delta\omega} = c/\Delta\omega_0 \cdot \delta\varphi_{\text{ап}}$$

на різницевій частоті,

$$\delta D_{\text{ап}\Delta\omega} / \delta D_{\text{ап}\omega} = \omega_0 / \Delta\omega,$$

де $\varphi_{\text{ап}}$ – помилка вимірювання за рахунок нестабільності фаз сигналів в апаратурі і неточності вимірювача.

Зазначені обставини призводять до того, що у фазових системах за вимірювання відстаней чи різниці відстаней використовуються багатошкальні відліки. Крок шкал визначається результуючою точністю вимірювання і стабільністю зсувів фаз, а їхнє число – тими апріорними даними про місце розташування, що можуть бути отримані незалежно від

фазової системи.

Очевидно, що якщо найбільш точна шкала має межу однозначності $\Delta D_{\text{одно}}$, то помилка на наступній, більш грубій шкалі, мусить бути меншою за $\Delta D_{\text{одно}}$.

Отже,

$$\delta D_{\Delta\omega} \cdot k = \Delta D_{\text{одно}} \cdot 0,5,$$

де $\delta D_{\Delta\omega}$ – середньоквадратична результуюча помилка на шкалі;

k – коефіцієнт запасу (звичайно не менше 2-3);

$$\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2.$$

Оскільки:

$$\Delta D_{\text{одно}} = 2 \cdot \pi \cdot c / \omega_1,$$

$$\delta D_{\Delta\omega} = c / \Delta\omega \cdot \delta\varphi_{\text{рез}\Delta\omega},$$

де $\delta\varphi_{\text{рез}\Delta\omega}$ – середньоквадратичне значення результуючої помилки зсуву фаз,
то:

$$2 \cdot \pi \cdot c / \omega_1 = k \cdot c / \Delta\omega \cdot \delta\varphi_{\text{рез}\Delta\omega}$$

або

$$\Delta\omega / \omega_1 = k \cdot \delta\varphi_{\text{рез}\Delta\omega} / (2 \cdot \pi).$$

Інтервал однозначності на шкалі $\Delta\omega$ буде:

$$\Delta D_{\text{одн}\Delta\omega} = \pi / (k \cdot \delta\varphi_{\text{рез}\Delta\omega}) \cdot \Delta D_{\text{одно}}.$$

Наприклад, за $k=3$ й $\delta\varphi_{\text{рез}\Delta\omega}=0,2$ рад= 10° , $\Delta\omega/\omega_1=0,2$, $\Delta D_{\text{одн}\Delta\omega}=5 \cdot \Delta D_{\text{одно}}$.

Отже, за фазових методів вимірювання відстаней і усуненні багатозначності результатів вимірювань, точність вимірювання відстаней, число шкал і їхній крок визначаються точністю вимірювання і стабільністю зсуву фаз. За низької точності вимірювання і недостатньої стабільності зсуву фаз, однозначне вимірювання відстані стає практично неможливим, тому що, наприклад, за $\delta\varphi_{\text{рез}\Delta\omega}=30^\circ$, $\Delta\omega/\omega_1=0,5$, а $\Delta D_{\text{одн}\Delta\omega}=2 \cdot \Delta D_{\text{одно}}$, тобто більш груба шкала мало відрізняється від точної і для усунення неоднозначності потрібно до системи вводити багато шкал, що ускладнює її. У різницево-дальномірних системах результати будуть аналогічними, але вони стосуються не відстані, а різниці відстаней.

Основний висновок, який можна зробити з викладеного вище, полягає в тому, що, використовуючи різні схеми, засновані на вимірювачах фази, мається можливість домогтися однозначного вимірювання відстані чи різниці відстаней, забезпечити роботу системи з відповідачем і здійснити фазову систему для визначення координат необмеженим числом об'єктів. Основна і найважливіша перевага фазових систем – висока точність визначення координат – обумовлює розвиток і широке застосування фазових дальномірних і різницево-дальномірних систем. Поряд із традиційним використанням фазових систем у радіонавігації і радіогеодезії, фазові принципи значний розвиток отримали в системах траєкторних вимірювань і в системах орбітальних вимірювань космічних об'єктів.

1.3 Визначення кутових координат об'єктів за допомогою інформації, що міститься у фазі сигналу

Фазові системи дозволяють визначати також і кутові координати об'єктів. Вимірюючи зсуву фаз поля в двох крапках простору чи, іншими словами, зсув фаз між е. р. с., наведеними в антенах, рознесених у просторі,

можна визначити напрямок надходження радіохвиль.

Для е. р. с., наведених в антенах 1 й 2 (рис. 1.4), можна записати:

$$\begin{cases} c_1(t) = A_{C_1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_c - 2 \cdot \pi \cdot \frac{B}{2 \cdot \lambda} \cdot \sin \alpha) \\ c_2(t) = A_{C_2} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_c + 2 \cdot \pi \cdot \frac{B}{2 \cdot \lambda} \cdot \sin \alpha) \end{cases},$$

де φ_c – початкова фаза сигналу в крапці «0».

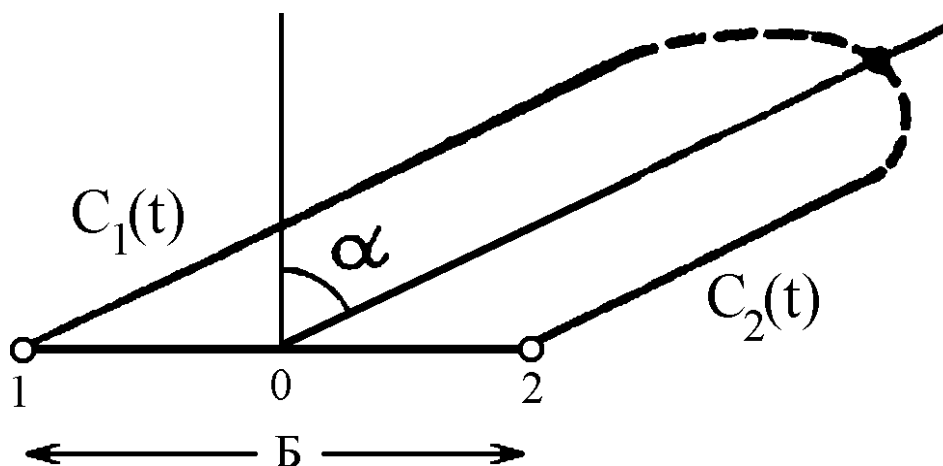


Рисунок 1.4 – Фазове пеленгування на площині

Виміривши різницю фаз, отримаємо:

$$\Delta\varphi_{\text{вим}} = 2 \cdot \pi \cdot B / \lambda \cdot \sin \alpha = \omega_0 / c \cdot B \cdot \sin \alpha,$$

звідки

$$\alpha = \arcsin(c \cdot \Delta\varphi_{\text{вим}} / [\omega_0 \cdot B]).$$

За малих кутів α :

$$\Delta\varphi_{\text{вим}} \approx \omega_0 \cdot B/c \cdot \alpha = 2 \cdot \pi \cdot B \cdot \alpha/\lambda,$$

звідки:

$$\alpha = c/[\omega_0 \cdot B] \cdot \Delta\varphi_{\text{вим}} = \lambda/B \cdot \Delta\varphi_{\text{вим}}/(2 \cdot \pi).$$

Для вимірювання кута у просторі необхідні дві взаємно перпендикулярні пари антен. Принцип дії такої системи наведено на рисунку 1.5.

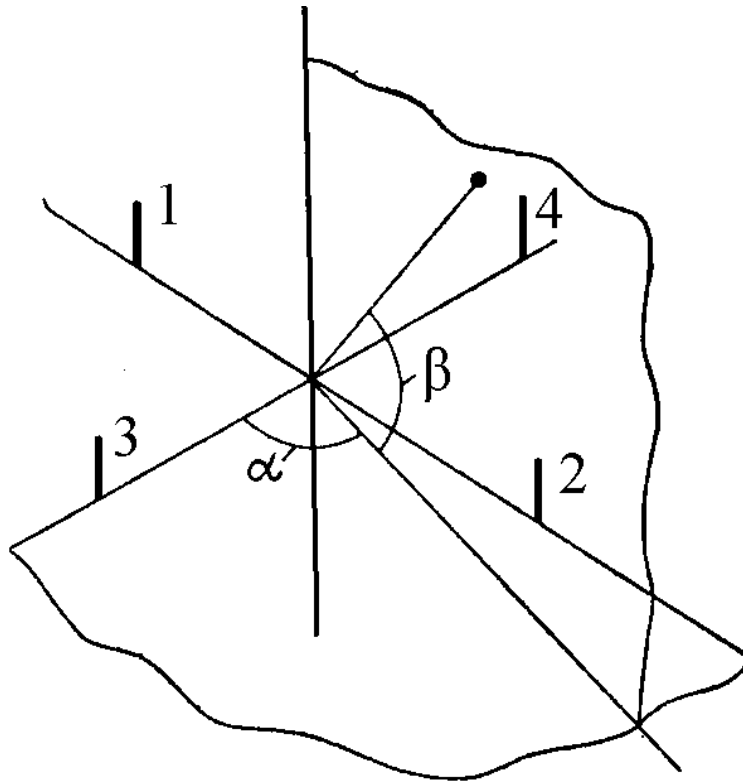


Рисунок 1.5 – Фазове пеленгування у просторі

Вимірювши зсув фаз між е. р. с., наведеними в антенах 1-2 й 3-4, отримаємо:

$$\Delta\varphi_{\text{вим 1-2}} = 2 \cdot \pi \cdot B/\lambda \cdot \sin\alpha \cdot \cos\beta,$$

$$\Delta\varphi_{\text{вим } 3-4} = 2 \cdot \pi \cdot B / \lambda \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta.$$

Використовуючи $\Delta\varphi_{\text{вим } 1-2}$ й $\Delta\varphi_{\text{вим } 3-4}$, можна знайти кути α й β :

$$\text{tg}\alpha = \Delta\varphi_{\text{вим } 1-2} / \Delta\varphi_{\text{вим } 3-4},$$

$$\alpha = \text{arctg}(\Delta\varphi_{\text{вим } 1-2} / \Delta\varphi_{\text{вим } 3-4}),$$

$$\cos\beta = \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot B} \cdot \sqrt{\Delta\varphi_{\text{БНМ}1-2}^2 + \Delta\varphi_{\text{БНМ}3-4}^2},$$

$$\beta = \arccos\left(\frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot B} \cdot \sqrt{\Delta\varphi_{\text{БНМ}1-2}^2 + \Delta\varphi_{\text{БНМ}3-4}^2}\right).$$

Фазові пеленгатори мають інструментальну точність, що залежить від величини бази, а також точності вимірювання й стабільності зсуву фаз. Для системи, зображеної на рисунку 1.5, помилка у вимірюванні кута буде:

$$\delta\alpha \approx \lambda / (2 \cdot \pi \cdot B) \cdot \delta\Delta\varphi,$$

де $\delta\Delta\varphi$ – помилка, що виникає через нестабільність фаз сигналів в апаратурі й похибки за вимірювання різниці фаз.

Для збільшення точності вимірювання кута необхідно збільшувати B/λ , але тоді результат відліку кута стає багатозначним:

$$2 \cdot \pi = 2 \cdot \pi \cdot B / \lambda \cdot \sin\Delta\alpha_{\text{одн}},$$

або:

$$\Delta\alpha_{\text{одн}} = \arcsin(\lambda/B).$$

Для $\lambda/B \ll 1$, $\Delta\alpha_{\text{одн}} = \lambda/B$ (рад).

За вимірювання кутів фазовим методом для усунення багатозначності, в принципі, можна скористатися тим же методом, що й для вимірювання відстаней чи різниці відстаней, тобто здійснювати вимірювання різниці фаз не на одній частоті, а на ряді частот $\omega_{01}, \omega_{02}, \dots$, загальне число яких залежить від необхідної кутової точності, кінцевої межі однозначності і точності вимірювання різниці фаз. Однак такий розв'язок в пеленгаторах мало доцільний, оскільки в багатьох випадках визначення напрямку надходження хвилі здійснюється за сигналом, параметри якого не залежать від пеленгаторного пристрою. У цих умовах можна усунути багатозначність шляхом створенням системи, в якій мається кілька антен, з поступово зменшуваними базами B_1, B_2 тощо.

Вибір числа шкал і кроку шкал, точно так само як і в дальномірі, визначається точністю вимірювання зсуву фаз.

Відомо, що вимірювання кутів, які характеризують напрямок на випромінювальний об'єкт, можна здійснити й іншими методами, наприклад дуже поширеним методом стежувального пеленгатора з рівносигнальною зоною. Цей метод ґрунтується на використанні спрямованих антен. Він забезпечує просторову вибірковість і високу точність.

Інструментальна точність таких пеленгаторів визначається шириною діаграми спрямованості і може бути обчислена з наступного орієнтовного співвідношення:

$$\delta\alpha \approx (0,05..0,1) \cdot \Delta_{\text{л}},$$

де $\Delta_{\text{л}}$ – ширина пелюстки діаграми спрямованості.

Використовуючи, наприклад, $\Delta_{\text{л}} = 0,25..1^\circ$, можна забезпечити дуже високі інструментальні точності, за яких помилка складе лише $0,05-0,005^\circ$ чи $3'-11''$.

Такі високі інструментальні точності звичайно не може бути в цілому здійснено через помилки в механізмах стежувальних систем і внаслідок спотворення напрямку рівносигнальної зони за незначних деформацій дзеркала антени. Однак можна вважати реальним отримання точностей спостереження до 1'.

Ці цифри характеризують точність без обліку дії завад, оскільки мається на увазі спостереження за сигналом досить потужного передавача, і без обліку тих спотворень, що виникають за рахунок впливу атмосфери й іоносфери і визначаються особливостями поширення радіохвиль.

В якості недоліку таких систем за їхнього використання для траєкторних й орбітальних вимірювань, варто вказати на необхідність здійснення пошуку об'єкта. Чим вище точність, тобто вужче діаграма спрямованості антени, і чим ширше тілесний кут, що характеризує первісну (апріорну) невизначеність у кутовому положенні об'єкта, і більше кутові швидкості руху об'єкта, тим складніше розв'язується задача пошуку і тим більше часу для цього потрібно.

Для порівняння стежучих фазових пеленгаторів орієнтовно покладемо, що:

$$\Delta_{\alpha} \approx 2 \cdot \lambda / d_A,$$

де d_A – діаметр дзеркала антени.

Тоді:

$$\Delta\alpha \approx 0,03 \cdot \Delta_{\alpha} \approx 0,06 \cdot \lambda / d_A.$$

В фазовому пеленгаторі за $\Delta\phi / (2 \cdot \pi) = 0,03$ (що досяжно, тому що інструментальна точність порядку 10° може бути легко реалізована) отримуємо $\Delta\alpha \approx 0,03 \cdot \lambda / B$.

Отже, за однакових геометричних розмірів антенної системи, тобто за порівнянних розмірів діаметра дзеркала стежувальної антени і рознесення антен фазового пеленгатора, інструментальні точності можуть бути одного порядку. Однак очевидно, що практичне виконання рознесення антен на велику відстань значно простіше, ніж створення стежувальної обертової антени такого ж розміру.

Наприклад, використання у фазових пеленгаторах бази в 50-100 м не викликає великих труднощів, у той час, як точні стежучі антени з діаметром дзеркала 20-30 м і більш є складними і дорогими. Крім того, для фазового пеленгатора високої точності не потрібно виконання точних і міцних конструкцій.

Не менш значною перевагою фазового пеленгатора є можливість цілком уникнути пошуку, тому що незалежно від напрямку на об'єкт відлік кута можливий відразу ж після включення в дію його передавача. Разом з тим необхідно відзначити, що фазовий пеленгатор, що використовує ненаправлені антени, може давати додаткові помилки через відбиття радіохвиль від місцевих предметів, що оточують антенне поле. Тому для забезпечення високих точностей необхідний вибір відповідної площадки для антенного полючи і використання спрямованих рознесених антен.

По зазначених причинах у системах точного визначення кутових координат при траєкторних і орбітальних вимірюваннях широко використовують фазові принципи.

Оскільки потужності передавача, по якому ведеться визначення кутових координат, обмежені, а відстані можуть бути значними, особливо при орбітальних вимірюваннях далеких космічних об'єктів, то для фазових пеленгаторних систем найважливіше значення має оцінка впливу завад на точність вимірювання зсуву фаз.

1.4 Визначення швидкостей руху об'єктів за допомогою інформації, що міститься у фазі сигналу

Використовуючи фазові системи, можна вимірювати радіальну і кутову швидкості руху об'єкта. Оскільки:

$$\omega_0/c \cdot D = \varphi_{\text{вим}},$$

то:

$$\delta D/dt = v_r = c/\omega_0 \cdot d\varphi_{\text{вим}}/dt.$$

Аналогічно отримуємо для кутів:

$$d\alpha/dt = d[\arcsin(\Delta\varphi_{\text{вим}} \cdot c/(\omega \cdot B))]$$

чи для $B \gg \lambda$ й напрямків, близьких до нормальних:

$$d\alpha/dt = \lambda/(2 \cdot \pi \cdot B) \cdot d\Delta\varphi_{\text{вим}}/dt.$$

Таким чином, здійснюючи безупинне вимірювання фази $\Delta\varphi_{\text{вим}}$ й диференціювання результатів вимірювання, можна знайти радіальну і кутову швидкості.

Сказане вище показує можливість отримання інформації про швидкості руху шляхом вимірювання зсувів фаз з наступним диференціюванням. Однак ці ж результати можна отримати, використовуючи не фазові, а частотні вимірювача.

Дійсно, можна вимірювати зсув частоти сигналу, отриманого від відповідача, щодо частоти випроміненого сигналу. Тоді:

$$d\omega = \omega_0 - \omega_{\text{відп}} = \omega_0 - \omega_0 - \omega_0 \cdot v_r/c,$$

звідки:

$$v_r = -c \cdot \Delta\omega / \omega_0.$$

Аналогічно, за вимірювання кутів, різниця частот сигналів, прийнятих у крапках 1 й 2, буде:

$$\Delta\omega \approx 2 \cdot \pi \cdot B / \lambda \cdot d\alpha / dt,$$

$$d\alpha / dt = \Delta\omega \cdot \lambda / (2 \cdot \pi \cdot B).$$

Фазові і частотні методи вимірювань швидкостей за основними результатами рівноцінні, однак по технічному виконанню й особливостям застосовуваної апаратури вони істотно відрізняються. В одному випадку вимірюється зсув фаз, тобто використовується пристрій, що реагує на фази чи фазовимірювач. В іншому випадку вимірюється різниця частот, тобто використовується пристрій, що реагує на зсув частоти. Не зупиняючись на подробицях здійснення таких пристроїв, відзначимо, що при наявності завад і у випадку, коли сигнал має кінцеву ширину спектра, ці два методи вимірювання можуть дати трохи відрізняються результати.

1.5 Імпульсно-фазові системи

Для поділу сигналів станцій у фазових системах можна використовувати імпульсні сигнали з такою тривалістю, при якій передавач включається в роботу після закінчення прийому імпульсу. За цього фазовий принцип системи зберігається, але вимірювання фази мусить відбуватися за

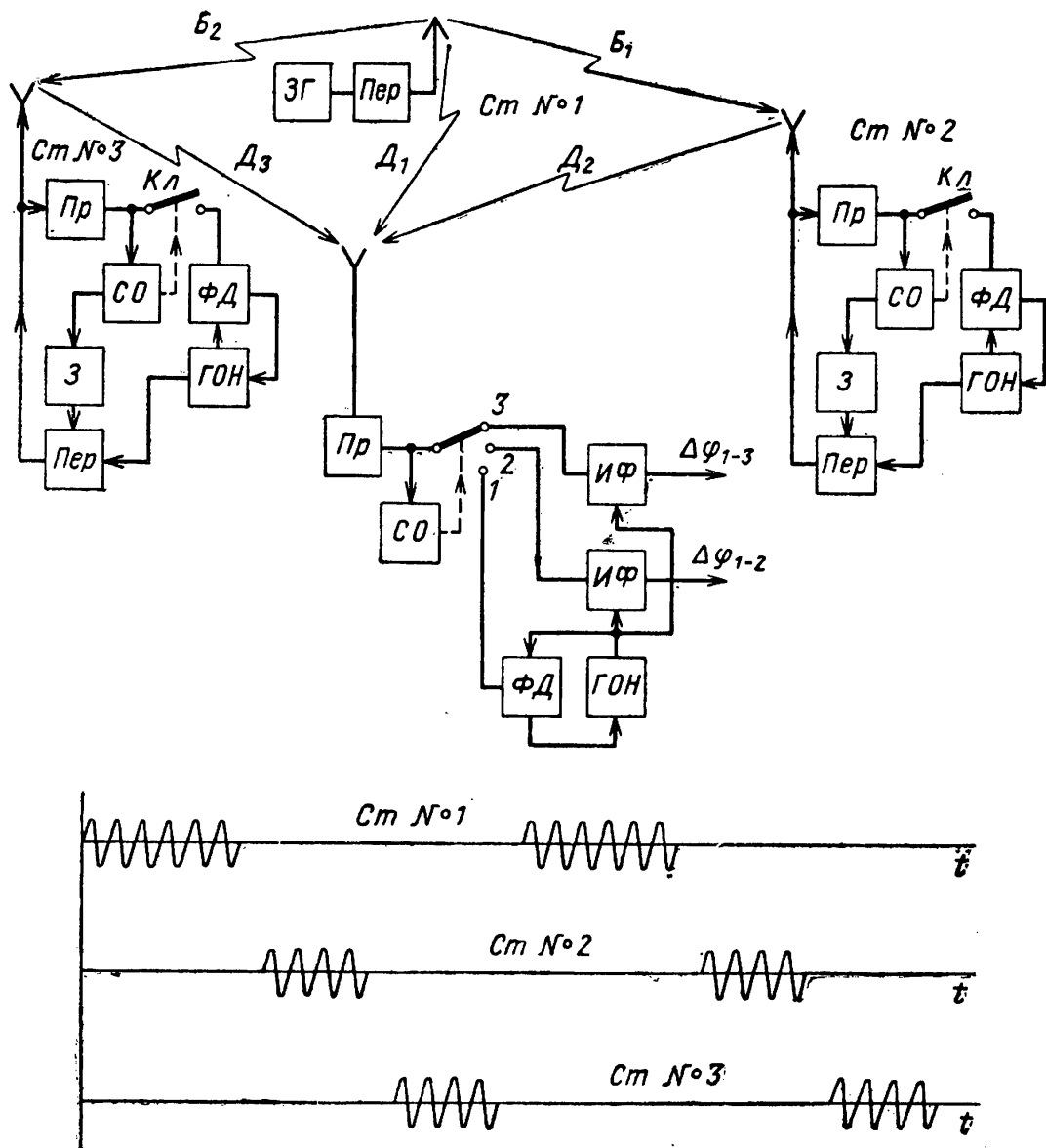
імпульсним сигналом і результати вимірювання мусять запам'ятовуватися.

На рисунку 1.6 наведено схему імпульсно-фазової різницево-дальномірної системи з часовим поділом станцій. Імпульси ведучої станції (ст. № 1) мають період повторення (такт) T_T і яку-небудь відмітну ознаку (у розглянутому прикладі вони узяті більшої тривалості). Це дозволяє в приймачах станцій № 2 і № 3 відокремити сигнали станції № 1 від сигналів інших станцій і синхронізувати роботу всієї системи. Здійснюючи на відомих станціях (ст. № 2 і ст. № 3) спостереження за часовим положенням синхронізуючого імпульсу, можна керувати подачею потрібного сигналу (від ст. № 1) на кільце фазової синхронізації (перемикач Кл).

Імпульси, вироблювані в схемах відомих станцій і, що стежать за часовим положенням синхронізуючого імпульсу, після затримки на $2/4 \cdot T_T$ і $3/4 \cdot T_T$ подаються на блок 3, після якого надходять на передавач, керуючи моментом випромінювання відомих станцій (ст. № 2 і ст. № 3). Сигнал, що подається на кільце фазової синхронізації, забезпечує керування фазою опорного гетеродина на кожній станції. У результаті цього фаза сигналу, випромінюваного кожної з відомих станцій, керується фазою сигналу, прийнятого від ст. № 1. У цих умовах різниця фаз сигналів, прийнятих приймально-індикаторним пристроєм від станцій № 1, 2 й 3, визначатиметься різницею відстаней D_1-D_2 й D_1-D_3 з урахуванням поправок на бази B_1 й B_2 .

У приймально-індикаторному пристрої також мусять здійснюватися синхронізація переключення сигналів у канал фазової синхронізації й у каналі фазовимірювачів.

Необхідно відзначити, що розглянута схема в порівнянні з іншими має високу інструментальну точність, тому що в приймально-вимірювальному пристрої всі сигнали від усіх станцій проходять тим самим радіочастотному тракті й фазові зсув та нестабільності в цьому тракті не будуть впливати на різниці зсувів фаз, що є корисним результатом роботи системи.



Пр – приймач; З – блоки синхронізації по що обгинає;
 ФД – фазовий детектор; З – затримка імпульсів модуляції;
 ГОН – генератор опорної напруги; Пер. – передавач; ИФ – вимірювач фази.

Рисунок 1.6 – Принцип дії імпульсно-фазової різницево-далбномірної системи

Крім факторів, розглянутих вище і стосовних до використання у фазових системах імпульсних сигналів для поділу каналів, забезпечення спільної роботи передавача і приймача на станції і поліпшення

інструментальної точності, у деяких фазових системах перехід до імпульсних сигналів визначається також необхідністю усунення шкідливого впливу багатопроменевості на фазу сигналу в крапці прийому.

При роботі фазових систем на великих відстанях на середніх і довгих хвилях може мати місце-випадок, коли крім поверхневої хвилі в точку прийому приходять відбиті від іоносфери хвилі, фаза яких випадкова. При достатній інтенсивності цих хвиль у порівнянні з основною поверхневою хвилею фаза результуючого полючи піддається значним випадковим змінам, що погіршує точність.

Зазначена обставина є одним з основних факторів, що впливають на вибір довжини хвилі, а отже, на точність системи в залежності від відстані, на якому вона повинна діяти. Ця ж обставина обмежує максимально досягну дальність дії фазових навігаційних систем. Оскільки це обмеження для нічного часу виявляється дуже істотним, природне прагнення до ослаблення дії цих факторів. Великий ступінь шкідливого впливу, зв'язаного з багатопроменевістю, може розглядатися як наслідок недостатньої здатності системи, що дозволяє. Проблема збільшення здатності, що дозволяє, не є специфічної для фазових систем. Вона має найважливіше значення в імпульсній радіолокації.

Очевидним методом поліпшення роздільної здатності є використання імпульсних сигналів малої тривалості. За цього тривалість імпульсів і відстань між ними, тобто період повторення, визначаються іншими розуміннями, чим у випадку використання імпульсно-фазових методів для поділу сигналів різних станцій за часом. Затримка відбитої хвилі в залежності від дальності складає від 25-300 мкс і більше. При використанні простих методів поділу поверхневої і просторової хвиль тривалість імпульсів повинна бути не більш 25-200 мкс. Ця тривалість багато менше, ніж при використанні імпульсних сигналів для часового поділу, коли можуть застосовуватися імпульси тривалістю в десяті частки секунди і кілька секунд.

У розглянутих фазових системах частота повторення імпульсів повинна бути низкою, тому що інакше на корисний імпульс даної станції можуть накладатися імпульси інших станцій. Не розглядаючи цього питання докладно, відзначимо, що може бути використана частота повторення порядку 25-200 Гц. Тоді шпаруватість сигналів станцій складе 3 000-2 000. Імпульсна потужність передавача звичайно обмежена, тому зменшення тривалості імпульсів при заданій частоті повторення приводить до зменшення середньої чи потужності енергії сигналу, що є основним фактором, що визначає вірогідність виявлення сигналу і точність вимірювання його параметрів, у тому числі і фази. При використанні імпульсних сигналів тільки для поділу станцій період повторення може усього лише в кілька разів перевищувати тривалість імпульсів. Шпаруватість, що виходить за цього, (порядку 5-10) викликає невелике зменшення середньої потужності.

У деяких реальних системах для рішення проблеми середньої потужності істотно збільшувалася імпульсна потужність передавачів. Однак мається можливість принципово по-іншому вирішити цю проблему, використовуючи досвід радіолокаційних систем по застосуванню шумоподібних сигналів чи сигналів з великою базою, що дозволяють забезпечити високу роздільну здатність без зменшення середньої потужності й енергії сигналу. За цього «довгий» сигнал з великою середньою чи потужністю енергією перетворюється на виході погодженого фільтра в короткий імпульс, що забезпечує відповідну роздільну здатність.

При використанні у фазових системах таких сигналів кожна зі станцій випромінює імпульси, що перевершують по тривалості інтервал часу, у межах якого можливе поділ променів. У приймальному пристрої відомих станцій і приймально-вимірювальному пристрої на об'єкті (наприклад, у погодженому фільтрі) здійснюється оптимальна обробка такого сигналу, у результаті чого відбувається його «стиск» і стає можливим поділ сигналів.

Цікаво відзначити, що система із шумоподібним сигналом також є своєрідною «фазовою системою», тому що в ній основна інформація про особливості сигналу, що визначає можливість його виділення з завад і відділення від інших сигналів, міститься у функції зміни його чи фази в його фазо-частотном спектрі.

1.6 Основні проблеми фазових систем

Короткий огляд основних варіантів фазових систем показує, що вони можуть мати різне призначення і різну інженерну реалізацію. Використання інформації, що міститься у фазі сигналу, дозволяє отримати при наявності завад найбільш достовірну інформацію, забезпечити з найбільшою точністю визначення координат і елементів руху об'єкта, створити шумоподібні сигнали, що відрізняються найбільшою завадостійкістю й скритністю.

У цьому зв'язку зрозумілий інтерес до фазових систем і їхній швидкий розвиток. Системи, у яких використовується інформація, що міститься у фазі сигналу, тривалий час мали приватне застосування в основному у виді фазових радіонавігаційних і радіогеодезичних систем високої точності.

У радіолокації фазові системи не знайшли широкого застосування у зв'язку з тим, що імпульсні системи давали найбільш гнучкий й простий технічний розв'язок, забезпечуючи необхідні дальності, точності і здібності, що дозволяють. Це в значній мірі визначається особливостями сигналу, відбитого від складних цілей (відбувається руйнування його фазової структури), у результаті чого потенційні можливості, закладені у фазі, не можуть бути реалізовані.

У радіозв'язку використання фази сигналу в основному зводилося до розвитку систем «відносної фазової маніпуляції». Однак приблизно з 1950 року положення початок істотний змінюватися в зв'язку з розвитком систем траєкторних вимірювань ракет, а потім систем передачі інформації з борта

космічних об'єктів і необхідністю точного вимірювання їхніх орбіт. Фазові системи завдяки їхнім можливостям по підвищенню завадостійкості передачі інформації і точності визначення координат об'єктів у просторі дозволили вирішити задачі, що виникли перед радіотехнікою в зв'язку з освоєнням космосу. Розвиток фазових систем зажадав рішення ряду проблем теоретичного і практичного порядку.

Однією з основних проблем є з'ясування тонких особливостей поведінки фази, що виникають при поширенні радіохвиль у реальних атмосфері й іоносфері й уздовж реальної землі. Оскільки інструментальна точність фазових систем може бути дуже висока, то на результати їхньої роботи великий вплив роблять незначні спотворення фазової швидкості поширення і фазового фронту. Спотворення середньої швидкості на 10^{-5} - 10^{-6} і фазового фронту на $0,01^\circ$ можуть з'явитися основною причиною помилок у фазових системах.

Другою найважливішою проблемою фазових систем є вивчення спотворень фази радіосигналу при його проходженні по реальному тракті передавача чи приймача. Подальший розвиток рішення цієї проблеми вимагає застосування статистичних методів.

Теорія і практика показують, що відповідним вибором деталей і підвищенням їхньої якості, використанням компенсації і контролю, а також застосуванням відповідних принципів схем можна забезпечити задовільні і високі інструментальні точності, при яких середньоквадратичне значення нестабільності фази в апаратурі краще чим $(1-10)^\circ$.

Третьою, основною проблемою фазових систем є створення фазовимірювачів, тобто пристроїв, що дозволяють здійснювати вимірювання зсув фаз. Існує велике число методів і принципів побудови таких пристроїв. Найбільше поширення отримали методи, у яких використовуються системи, що стежать, і як чуттєвий елемент фазовий дискримінатор.

Що стежать фазовимірювачі дозволяють використовувати цифрову й

аналогову техніку, отримувати вузьку смугу пропускання і високу точність вимірювання. Для проектування таких фазовимірювачів можна використовувати теорію автоматичного керування. Інженерні питання розробки фазовимірювачів вірніше розглянути в окремій роботі. Особливе місце займає питання дії завад на фазовимірювачі і вибору принципів і схем, що дозволяють оптимально вимірювати фазу сигналу при наявності завад.

Четвертою, основною проблемою фазових систем є вивчення їхньої роботи при наявності завад. Оскільки фазові системи мають перевагу з погляду завадостійкості і високої точності, то оцінка їхньої роботи при наявності завад є найважливішою задачею при їхньому вивченні і синтезі, а також визначенні умов і областей доцільного застосування.

Широкий розвиток статистичної радіотехніки дозволяє отримати більш загальне теоретично обґрунтоване рішення цієї задачі. Для цього потрібно досліджувати статистичні характеристики суміші сигналу і завади, у першу чергу її фази. Очевидно, що аналіз статистичних характеристик суміші дозволить установити границі, у яких можна очікувати поліпшення роботи і характеристик реальних схем і пристроїв.

Нарешті, останньою, п'ятою проблемою фазових систем є проблема синтезу структурних схем системи і їхня оптимізація. Рішення цієї проблеми можливо при широкому використанні результатів роботи з зазначеного вище основним питанням, а саме: особливостям поширення радіохвиль, спотворенню фази сигналів при проходженні радіотракту, параметрам фазовимірювачів і дії завад.

У такому загальному виді ця проблема поки не може бути вирішена, однак маються можливості оптимізації конкретних фазових систем по точності, дальності дії й інших характеристик. У зв'язку з цим питання синтезу й оптимізації систем вірніше розглядати в роботах, присвячених не загальній теорії фазових систем, а в роботах по аналізі і синтезу конкретних типів фазових систем, наприклад навігаційних, траєкторних ближнього

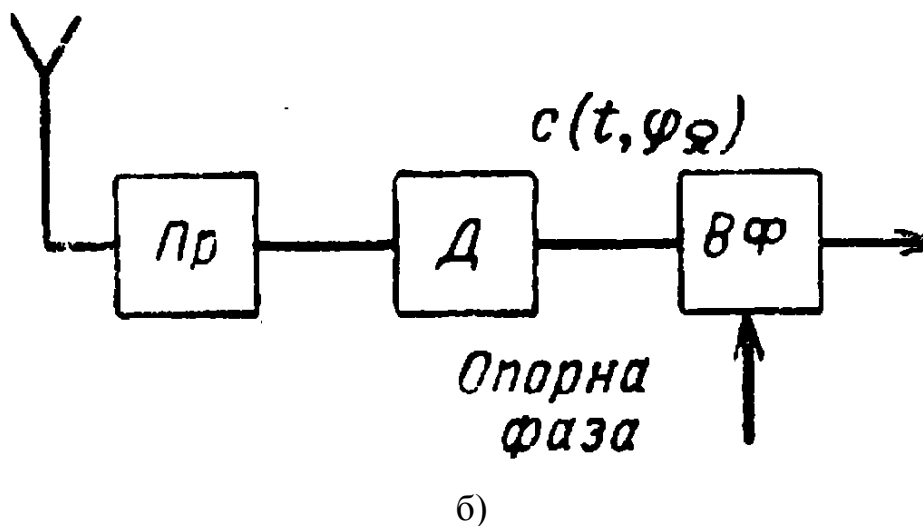
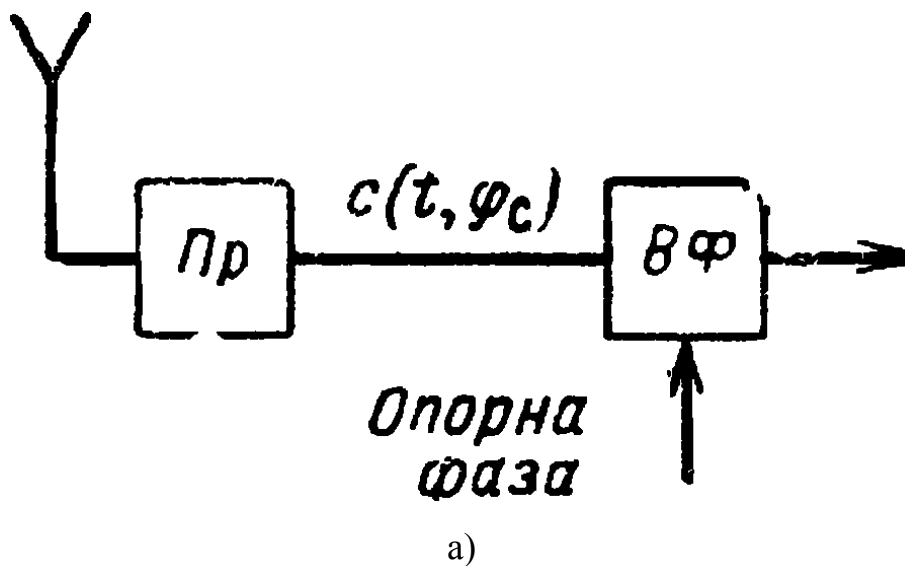
космосу, траєкторних далекого космосу тощо.

1.7 Аналіз дії завад у фазових системах

Задачею радіолокаційної станції є виявлення радіосигналу чи вимірювання якого-небудь параметра радіосигналу. Якою б не була досконала РЛС, у ній не можуть бути цілком усунуті ті спотворення, що вносить завада до вимірюваного параметру сигналу.

Тому важливим є виявлення статистичних характеристик суміші сигналу і завади, що визначають роботу фазових систем. За цього необхідно мати на увазі, що сигнал, у фазі якого укладена корисна інформація, може бути дуже різним: безупинним гармонійним чи модульованим, імпульсним у виді окремого імпульсу, складним чи що складається з послідовності пакета імпульсів і, нарешті, шумоподібним.

Для з'ясування статистичних характеристик суміші, що повинні бути вивчені, необхідно розглянути основні узагальнені варіанти схем, що здійснюють видобування інформації, що міститься у фазі сигналу. Найпростіша узагальнена схема може складатися з приймача, що здійснює посилення сигналу і його попередню селекцію, і вимірювача фази, що виявляє інформацію, що міститься у фазі чи сигналу в різниці фаз. Якщо інформація закладається у фазу модуляції, то між приймачем і вимірювачом необхідно включити детектор. Структурні схеми приймально-вимірювальних пристроїв для цих випадків може бути подано у вигляді рисунку 1.7.



а) інформація, закладена до фази радіосигналу;

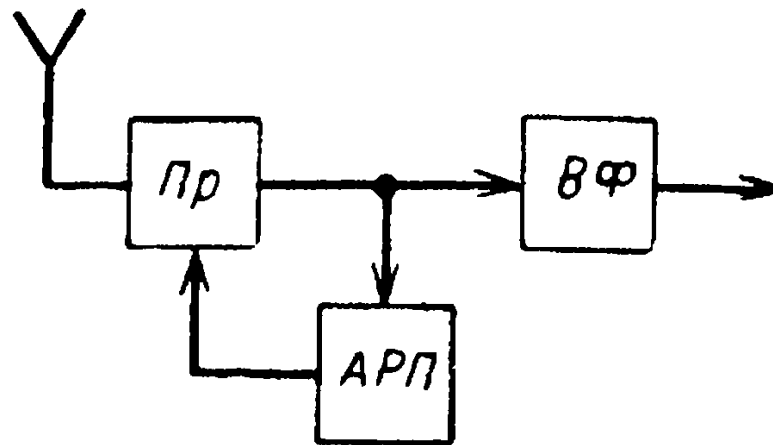
б) інформація закладена до фази модуляції;

Пр – приймач; ВФ – вимірювач фази; Д – детектор.

Рисунок 1.7 – Схеми приймально-вимірювальних пристроїв

Амплітуда сигналу, що надходить на вхід приймача, піддається великим змінам у залежності від потужності передавача, відстані між крапками прийому і передачі тощо. Вимірювачі, як правило, вимагають, щоб амплітуда подаваної на них напруги змінювалася в невеликих межах. Крім того, каскади приймача мають обмежену лінійність. З цих причин у багатьох

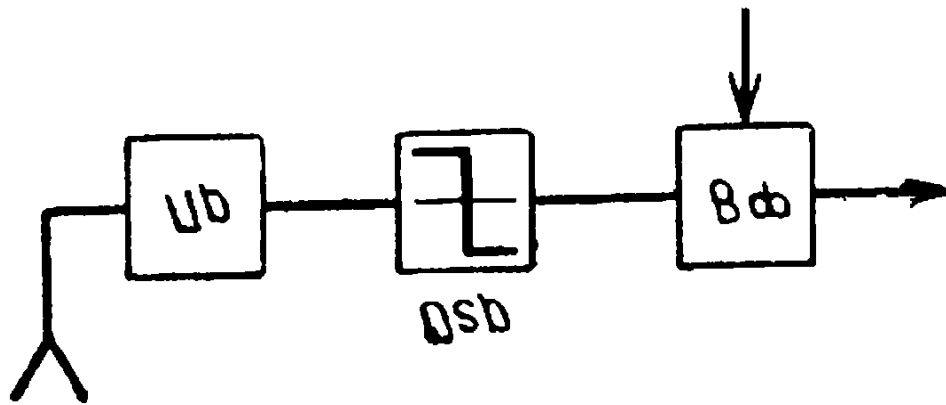
випадках структурна схема повинна бути доповнена блоками, що забезпечують незначні зміни амплітуди сигналу на виході приймача. В якості таких блоків може бути використано автоматичне регулювання підсилення (АРП). Тоді структурна схема набуває вигляду, зображеного на рисунку 1.8.



АРП – автоматичне регулювання підсилення.

Рисунок 1.8 – Схема приймально-вимірювального пристрою з АРП

У тих випадках, коли інформація закладена у фазу носійної чи у фазу модуляції за фазою сигналу, можна для той же цілей використовувати обмежник, включаючи його між приймачем і вимірювачем. Відповідну структурну схему наведено на рисунку 1.9. У відношенні сталості амплітуди сигналу, подаваної на вимірювач, обидві ці схеми дають аналогічні результати. Але за багатьма важливими параметрами, зокрема, як у них будуть діяти завади, ці схеми істотно відрізняються.



Огр – обмежувач.

Рисунок 1.9 – Схеми приймально-вимірювального пристрою з обмежувачем

Наведені на рисунках 1.7..1.9 схеми відносяться до одноканальних. У цих схемах інформація закладена у фазу сигналу. До таких схем відносяться системи спостереження за фазою (синхронізації), системи вимірювання дальності і радіальної швидкості.

У багатьох фазових системах, наприклад різніснодальномірних і фазових пеленгаторах, використовується інформація, закладена в різницю фаз двох сигналів.

Узагальнена схема такої системи приведена на рисунку 1.10. Ця схема є двохканальною. Очевидно, що в загальному виді її властивості визначаються функціями розподілу різниці фаз двох сигналів, змішаних з завадами. Так само як і в одноканальних системах, ця схема може мати варіанти: з використанням фази модуляції, із включенням АРУ й обмежника. Технічне виконання таких систем має багато особливостей, наприклад у них просто застосовувати супергетеродинні схеми, тому що фаза гетеродина не ввійде в результат вимірювань, якщо він зроблений загальним для обох каналів. Нестабільність зсув фаз в апаратурі оцінюється тільки як різниця відходу фази в двох каналах і може бути багато менше, ніж нестабільність у кожному з них.

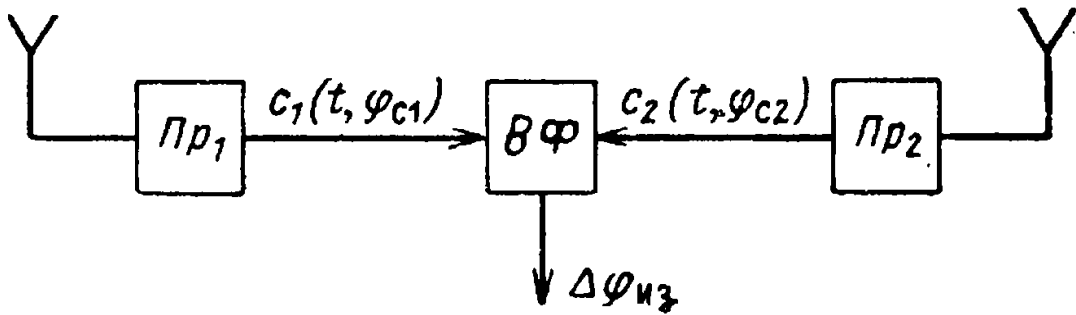


Рисунок 1.10 – Схема двохканальної системи

Повний аналіз таких систем є самостійною задачею. Як буде показано далі, багато хто, практично важливі властивості й особливості двохканальних фазових систем можуть бути оцінені на основі теорії одноканальних систем і функцій розподілу суміші сигналу і завади, тому надалі двохканальні системи в загальному виді не розглядаються.

Розглянемо тепер питання про принцип побудови фазовимірювача. Якщо корисна інформація закладена у фазу сигналу, то вона може бути видобута двома методами:

а) прямим вимірюванням фази, точніше різниці між фазою сигналу і фазою опорної напруги, що прийнята за початкову чи нульову;

б) вимірюванням частоти і наступним інтегруванням чи результатом, точніше, вимірюванням різниці частоти прийнятого сигналу і частоти опорної напруги з наступним інтегруванням цієї різниці.

Покладемо для простоти, що сигнал є гармонійним коливанням:

$$c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_c).$$

Опорна напруга:

$$c_{оп}(t) = A_{оп} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t).$$

За прямого вимірювання зсуву фаз, тобто за фазових вимірювань отримаємо:

$$\varphi_{\text{вим}} = \omega_0 \cdot t + \varphi_c - \omega_0 \cdot t = \varphi_c.$$

За результатами фазових вимірювань може бути знайдена частота сигналу ω_c чи її відхилення $\Delta\omega_c$ від ω_0 :

$$\omega_c = \omega_0 + d\varphi_c/dt = \omega_0 + \Delta\omega.$$

За вимірювання зсуву фаз через вимірювання частот, тобто за частотних вимірювань, вирази набудуть вигляду:

$$\omega_c = d(\psi)/dt = d(\omega_0 \cdot t + \varphi_c)/dt = \omega_0 + d\varphi_c/dt,$$

$$\omega_{\text{оп}} = \omega_0,$$

$$\Delta\omega = \omega_c - \omega_0 = d\varphi_c/dt,$$

$$\varphi_{\text{вим}} = \varphi_{\text{поч}} + \int_0^t \Delta\omega dt = \varphi_{\text{поч}} + \varphi_c,$$

за

$$\varphi_{\text{поч}} = 0, \varphi_{\text{вим}} = \varphi_c.$$

З огляду на кінцеві результати, розглянуті схеми – аналогічні, якщо мати на увазі, що сталу інтегрування $\varphi_{\text{поч}}$ можна вважати відомою чи рівною нулеві. Однак за принципом побудови вимірювача і по дії завад, вони істотно відрізняються.

На рисунку 1.11 наведено структурні схеми для випадків фазових і частотних вимірювань. Використовувані в схемах вимірювачі можуть мати різні характеристики.

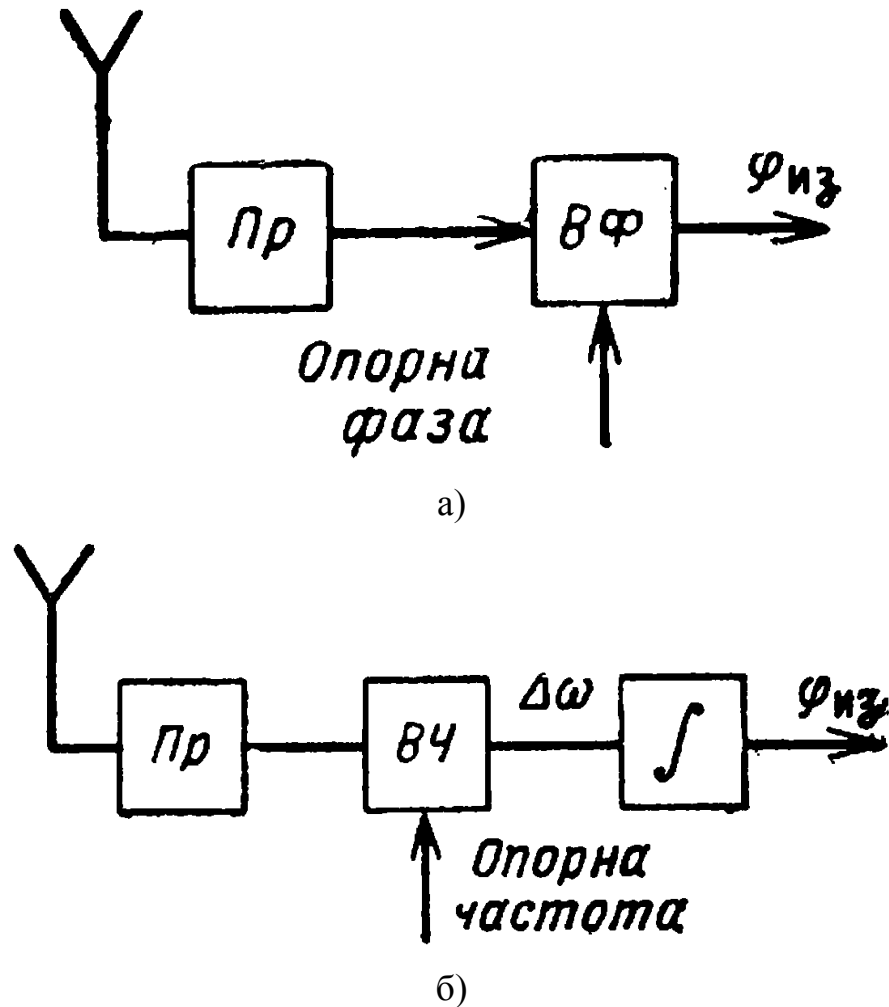


Рисунок 1.11 – Схеми для фазових (а) й частотних (б) вимірювань

У найпростішому випадку вимірювач можна вважати ідеальним, тобто припускати, що його покази не залежать від амплітуди суміші і миттєво і точно відображають фазу суміші. У реальних умовах вимірювач володіє інерційністю чи інерційність навмисно вводиться, щоб поліпшити результати. У деяких випадках вимірювана фаза використовується для наступної вторинної обробки результатів. За цього фільтрація здійснюється

після фазовимірювача. За аналізу такого варіанта зручно думати, що вимірювач є ідеальним, а після нього включений фільтр. Розглянуті вище структурні схеми дозволяють виявити ті статистичні характеристики суміші сигналу і завади, що становлять інтерес. Необхідно вивчити функції розподілу й енергетичні спектри амплітуди, фази, похідної фази (частоти), суміші сигналу і завади, а також функцій розподілу нулів випадкового процесу. Великий інтерес представляють також статистичні характеристики однієї завади. Вони дають можливість оцінити поведінку вимірювального пристрою за відсутності сигналу. Це має місце у випадку, коли сигнал чи зник він дуже слабкий. Такий стан апаратури часто зустрічається при регулюванні й експлуатації її.

Вивчення статистичних властивостей суміші сигналу і завади ще не дає повного представлення про властивості і можливості фазових систем. У фазових системах передбачається виконання двох основних операцій.

Першою операцією є виявлення сигналу, при якій чи оператор автоматично діючий пристрій повинні «прийняти рішення», що сигнал є, тобто система функціонує і приймально-вимірювальний пристрій знаходиться в зоні її дії. У системах дискретного радіозв'язку ця операція є основною. Другою операцією є витяг інформації, закладеної у форму сигналу. Для цього повинно здійснюватися вимірювання фази чи спостереження за нею, у випадку, якщо в процесі спостереження вона змінюється. Очевидно, що принциповий інтерес представляє дослідження можливості оптимізації цих основних чи процедур операцій, виконуваних у фазових системах, а також властивостей оптимальних виявлювачів і вимірювачів.

2 РОЗРОБКА МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ МАЛИХ КУТІВ МІСЦЯ

2.1 Огляд предметної області

Вимірювання кутів надходження відбитих від цілей сигналів у фазових радіотехнічних системах ґрунтується на визначенні часу взаємного запізнювання сигналів, прийнятих двома й більше просторово рознесеними приймачами [1-3]. У загальному випадку, до фазових приймальних центрів F_1 й F_2 надходять як прямі хвилі під кутом місця ε_{1d} та ε_{2d} , так й перевідбиті хвилі від підстильної поверхні під кутом місця ε_{1r} та ε_{2r} (рис. 2.1).

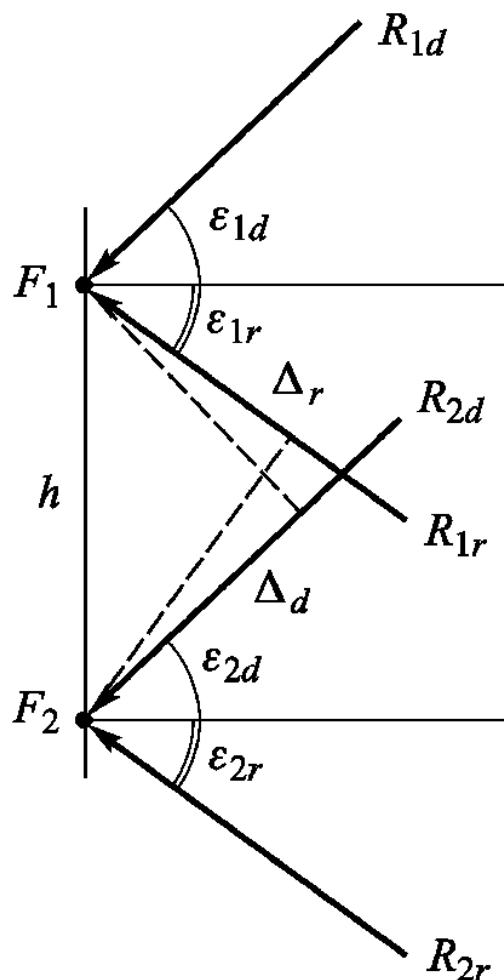


Рисунок 2.1 – Геометрія вертикальної приймальної системи

У випадку приймання вузькосмугових сигналів, час запізнювання виражається у фазовому зсуві носійних коливань. Комплексні сигнали на виходах приймачів F_1 і F_2 , з урахуванням перевідбиттів від підстильної поверхні, можна записати в наступному виді [4]:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_d(\varepsilon_{1d})e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1d}} + \dot{U}_r(\varepsilon_{1r})\dot{\Gamma}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1r}}, \quad (2.1)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_d(\varepsilon_{2d})e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2d}} + \dot{U}_r(\varepsilon_{2r})\dot{\Gamma}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2r}}, \quad (2.2)$$

де R_{1d} , R_{2d} й R_{1r} , R_{2r} – довжини шляхів поширення прямої і перевідбитої хвиль від цілі до першого й другого фазових центрів, відповідно;

$\dot{\Gamma}$ – комплексний коефіцієнт відбиття від підстильної поверхні;

\dot{U}_d , \dot{U}_r – прямий та перевідбитий комплексні сигнали з урахуванням діаграми спрямованості антенної системи;

λ – довжина хвилі носійної.

Різниця фаз $\Delta\varphi$ вхідних сигналів, прийнятих приймачами F_1 й F_2 , дорівнює аргументові відношення \dot{B}_{12} цих сигналів:

$$\dot{B}_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{\dot{U}_1 \cdot \dot{U}_2^*}{|\dot{U}_2|^2} = \frac{\dot{A}_{12}}{P}, \quad (2.3)$$

де * – знак комплексного сполучення.

Оскільки знаменник у (2.3) є дійсною величиною, то:

$$\Delta\varphi = \arg(\dot{A}_{12}) = \arg(\dot{U}_1 \cdot \dot{U}_2^*), \quad (2.4)$$

Виразимо чисельник (2.3) через складові прямої й перевідбитої хвиль:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{12} = \dot{U}_1 \cdot \dot{U}_2^* = & \left| \dot{U}_d \right|^2 e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{2d} - R_{1d})} + \\ & + \left| \dot{U}_r \right|^2 \cdot \left| \dot{\Gamma} \right|^2 e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{2r} - R_{1r})} + \\ & + \dot{U}_d \cdot \dot{U}_r^* \cdot \dot{\Gamma}^* \left(e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{2d} - R_{1r})} + e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{2r} - R_{1d})} \right), \end{aligned} \quad (2.5)$$

Для вимірювання кутів місця звичайно використовуються вертикально розташовані приймачі [3] (рис. 2.1).

У дальній зоні виконується співвідношення для бази $h \ll R$, тобто хвильові фронти можна вважати плоскими. За цього, кути надходження $\varepsilon_{1d} \approx \varepsilon_{2d}$ й $\varepsilon_{1r} \approx \varepsilon_{2r}$. Тоді різниці ходу прямих Δ_d й Δ_r перевідбитих променів, що визначають фазові зсуви прийнятих вузькосмугових коливань, відповідно, становлять

$$R_{2d} - R_{1d} = \Delta_d = h \sin(\varepsilon_{1d}), \quad (2.6)$$

$$R_{1r} - R_{2r} = \Delta_r = h \sin(\varepsilon_{1r}), \quad (2.7)$$

Зауважимо, що для малих кутів місця $\Delta_d \approx \Delta_r$.

Для вертикальної приймальної системи вираз (2.5) для A_{12} може бути приведено до вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{12} = & \left| \dot{U}_d \right|^2 e^{jk\Delta_d} + \left| \dot{U}_r \right|^2 \cdot \left| \dot{\Gamma} \right|^2 e^{-jk\Delta_r} + \\ & + \dot{U}_d \cdot \dot{U}_r^* \cdot \dot{\Gamma} \left(e^{jk(R_{1d} - R_{1r} + \Delta_d)} + e^{-jk(R_{1d} - R_{1r} + \Delta_r)} \right), \end{aligned} \quad (2.8)$$

де $k=2 \cdot \pi/\lambda$.

Вираз для A_{12} містить дві пари доданків вигляду:

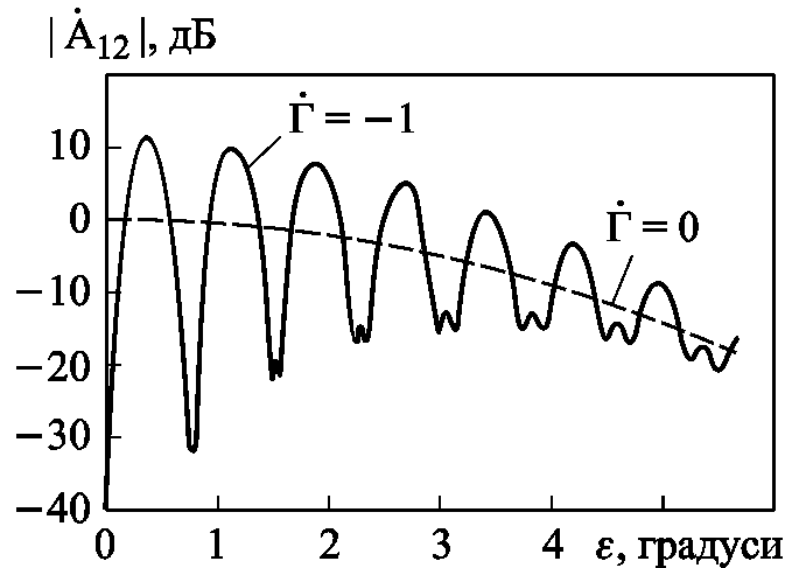
$$a_1 e^{jx} + a_2 e^{-jx}, \quad (2.9)$$

За малих кутів місця має місце дзеркальне відбиття від підстильної поверхні [4], коефіцієнт відбиття Γ стає дійсним і рівним $\Gamma=-1$. У цьому випадку $a_1=a_2$, вираз (2.9) є дійсним і, отже, аргумент A_{12} дорівнює нулеві.

Таким чином, за вертикального розташування приймачів, вимірювання кута місця фазовим методом в умовах дзеркального відбиття є неможливим. За таких умов, цей висновок є загальноприйнятим (наприклад [5]).

Перевірка даного висновку в розширених умовах (недзеркальне відбиття, великі кути місця) проводився чисельними розрахунками залежності вимірюваного взаємного зсуву фаз $\Delta\phi$ сигналів U_1 й U_2 від кута місця ε . Розрахунок довжини прямих (R_{1d} , R_{2d}) й перевідбитих (R_{1r} , R_{2r}) променів проводився для сферичної моделі Землі. Висота фазового центра нижнього приймача (антени) покладалася рівною 4,5 м, довжина хвилі $\lambda=10$ см. Комплексний коефіцієнт відбиття Γ розраховувався для різних типів підстильної поверхні за співвідношеннями, наведеними у [4].

На рисунку 2.2, для прикладу, наведено графіки залежностей модуля A_{12} й фазового зсуву $\Delta\phi$ від кута місця для підстильної поверхні типу "сухий ґрунт" (суцільні лінії). Для порівняння, штриховими лініями позначено відповідні залежності за відсутності інтерференції ($\Gamma=0$).



a)

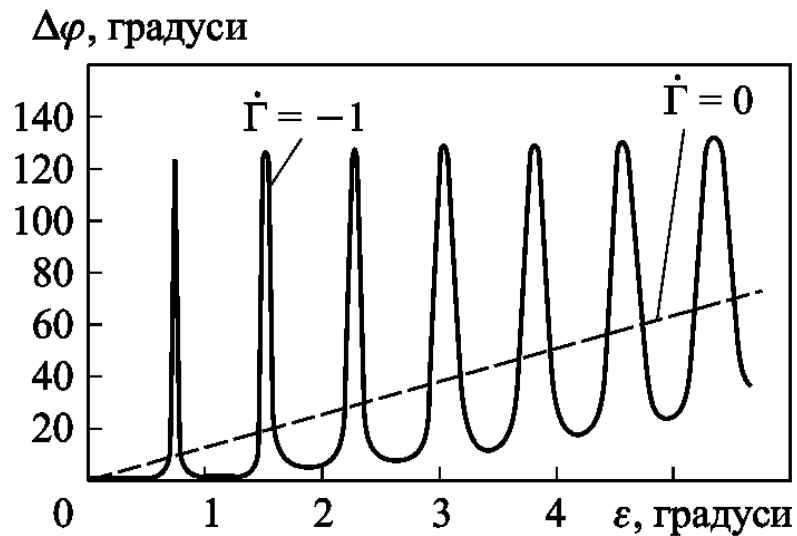


Рисунок 2.2 – Залежності модуля (а) й фазового зсуву (б) сигналів від кута місця для двох значень модуля коефіцієнта відбиття

Як впливає з рисунку 2 б) у межах першої інтерференційної пелюстки, різниця фаз $\Delta\varphi$ дорівнює нулю. У наступних інтерференційних пелюстках значення фази змінюється в широких межах, що маскує кутомісцеву залежність фази.

Таким чином, і в цьому випадку, фазові вимірювання кута місця –

проблематичні.

2.2 Мета дослідження

Метою даної роботи є розробка способу вимірювання кута місця у фазових системах.

Для досягнення цієї мети необхідно:

- здійснити пошук відповідної конфігурації приймальної системи;
- розробити математичний апарат для вимірювання кута місця з урахуванням нової конфігурації приймальної системи;
- перевірити адекватність розробленої моделі шляхом математичного моделювання.

2.3 Зміна конфігурації приймальної системи

Розглянемо вимірювальну систему з горизонтальним розташуванням приймачів F_1 й F_2 з рознесенням на значення бази L (рис. 2.3).

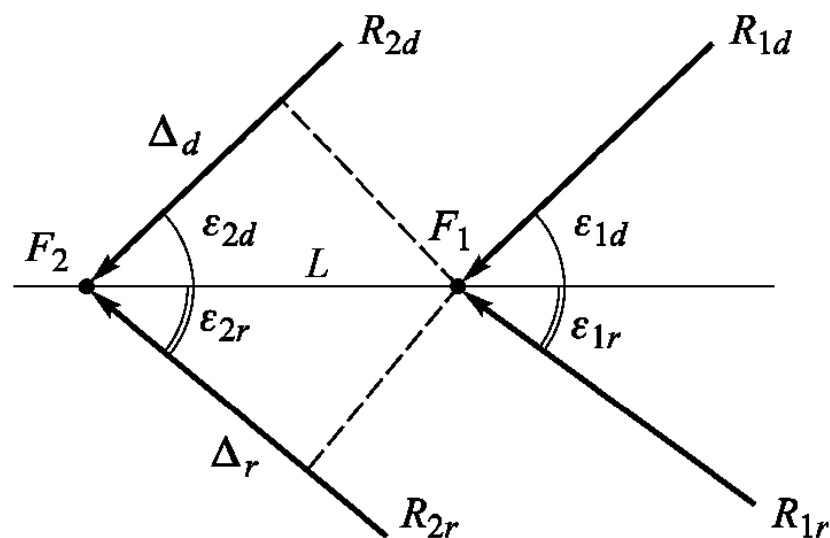


Рисунок 2.3 – Геометрія горизонтальної приймальної системи

Для цієї системи різниці ходів у випадку плоских хвильових фронтів обчислюються за допомоги наступних виразів:

$$R_{2d} - R_{1d} = \Delta_d = L \cos(\varepsilon_{1d}), \quad (2.10)$$

$$R_{1r} - R_{2r} = \Delta_r = L \cos(\varepsilon_{1r}). \quad (2.11)$$

Вираз (2.5) у цьому випадку зводиться до вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{12} = & \left| \dot{U}_d \right|^2 e^{jk\Delta_d} + \left| \dot{U}_r \right|^2 \cdot \left| \dot{\Gamma} \right|^2 e^{jk\Delta_r} + \\ & + \dot{U}_d \cdot \dot{U}_r^* \cdot \dot{\Gamma} \left(e^{jk(R_{2r} - R_{2d} + \Delta_d)} + e^{jk(R_{2d} - R_{2r} + \Delta_r)} \right), \end{aligned} \quad (2.12)$$

Оскільки для малих кутів місця $\varepsilon_d \approx \varepsilon_r$ й $\Delta_d \approx \Delta_r$, то вираз (2.12) набуває вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{12} = & e^{jk\Delta_d} \left(\left| \dot{U}_d \right|^2 + \left| \dot{U}_r \right|^2 \cdot \left| \dot{\Gamma} \right|^2 \right) + \\ & + e^{jk\Delta_d} \left(\dot{U}_d \cdot \dot{U}_r^* \cdot \dot{\Gamma} e^{jk(R_{2r} - R_{2d})} + \dot{U}_d \cdot \dot{U}_r^* e^{-jk(R_{2r} - R_{2d})} \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Вираз в дужках першого доданка є дійсним. Також, у силу (2.9), дійсним є і вираз в дужках другого доданка. Тому (2.13) можна подати у вигляді:

$$\dot{A}_{12} = A e^{jk\Delta_d}. \quad (2.14)$$

Використовуючи (2.4), (2.10) й (2.11), отримуємо:

$$\Delta\varphi = kL \cos(\varepsilon_{1d}). \quad (2.15)$$

Вираз (2.15) є незручним для практичного використання, оскільки дає зсунуту на:

$$\varphi_0 = kL \quad (2.16)$$

шкалу відліку оцінок фази. Використовуючи (2.16), скорегуємо вираз (2.15):

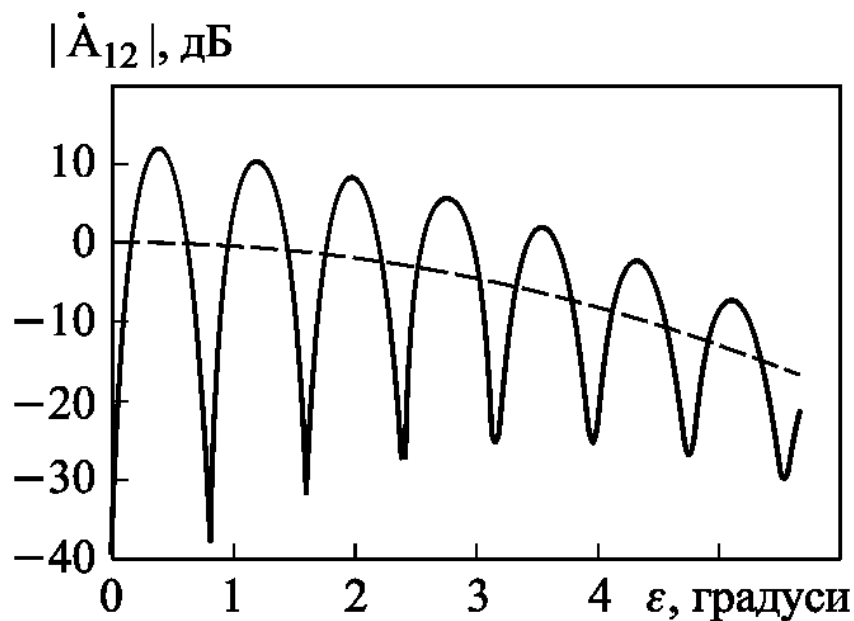
$$\varphi_0 - \Delta\varphi = \frac{2\pi L}{\lambda}(1 - \cos(\varepsilon_{1d})). \quad (2.17)$$

Тоді вираз для оцінки кута місця набуває вигляду:

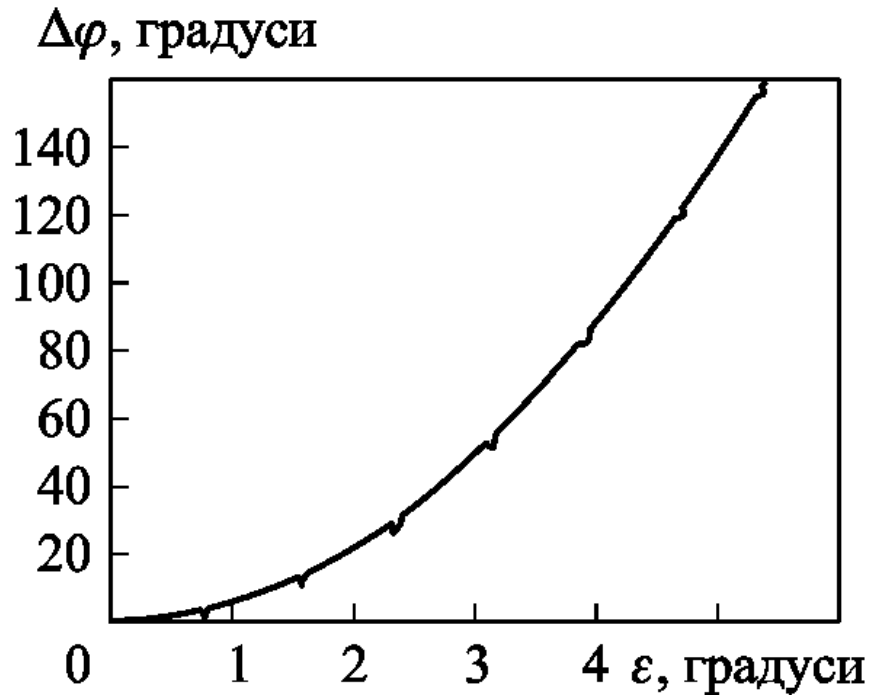
$$\hat{\varepsilon} = \arccos \left(1 - \frac{\varphi_0 - \Delta\varphi}{2\pi} \cdot \frac{\lambda}{L} \right). \quad (2.18)$$

3 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

Для підтвердження отриманих у попередньому розділі співвідношень, проводилися прямі чисельні розрахунки фазових зсувів $\varphi_0 - \Delta\varphi$ для Γ різних типів підстильної поверхні у широкому діапазоні кутів місця ε : В якості прикладу, на рисунку 3.4 а) наведено залежність модуля A_{12} від кута місця як за наявності інтерференції (суцільна лінія), так і за її відсутності (штрихова лінія). А на рисунку 3.4 б) наведено залежності $\varphi_0 - \Delta\varphi$ від кута місця ε (фазова характеристика) для $\lambda=10$ см, висоти розташування антен $h=4,5$ м й $L=50 \cdot \lambda$. Ці залежності інваріантні до значень Γ і дуже точно апроксимуються формулою (2.17) незалежно від значення модуля A_{12} .



а)



б)

Рисунок 3.4 – Залежності модуля (а) й зсуву фаз (б) сигналів для горизонтальної приймальної системи

Отримані результати можна пояснити виходячи з геометрії двох приймальних систем (рис. 2.1 та рис. 2.3). За горизонтального розташування приймачів і пряма, і перевідбита хвилі запізняються приблизно однаково для приймального центра F_2 щодо приймального центра F_1 . Тому й сумарний сигнал у F_2 запізняється щодо сумарного сигналу в F_1 на те ж значення, що й за відсутності перевідбиттів. Внаслідок цього наявність перевідбитої хвилі практично не впливає на залежність вимірюваного зсуву фаз від кута місця.

За вертикальної бази, час запізнювання прямої й перевідбитої хвиль розподіляється перехресно: до F_1 запізняється перевідбита хвиля, а до F_2 запізняється пряма хвиля. Тому за будь-якого кута місця їхні фазові зсуви взаємно компенсуються.

Здійснений аналіз показав, що для отримання достатньої крутизни

пеленгаційної характеристики, розмір горизонтальної бази мусить складати десятки довжин хвиль; це відповідає рознесенню приймальних центрів на відстань декількох метрів. Практичне здійснення такої системи дуже ускладнюється у випадку застосування дзеркальних чи рупорних антенних систем через ефект взаємного затінення й ускладнення спирально-повертального пристрою [5]. Однак у випадку використання антенних ґраток з електронним діаграмоутворенням з'являється можливість синтезувати програмним способом два приймальні фазових центра на лінії візування за рахунок корекції фазового розподілу за розкриву антени.

Розглянемо ґратку з N вертикально розташованих приймачів із кроком $\lambda/2$ і вертикальним розміром апертури D_A . Діаграму спрямованості (ДС) у горизонтальній площині не розглядаємо і вважаємо її достатньо вузькою. Для обробки прийнятих приймачами сигналів V_n введемо комплексну вагову функцію:

$$\dot{W}(n) = A_p(n)e^{\pm j \cdot \psi(n)} \quad (3.1)$$

Для зниження рівня бічних пелюсток синтезованої ДС задамо збіжний до країв розкриву амплітудний розподіл вигляду:

$$A_p(n) = 0,15 + 0,85 \cos \left(\pi \left(\frac{n}{N-1} - 0,5 \right) \right) \quad (3.2)$$

Для формування фазових центрів використовуємо квадратичний фазовий розподіл:

$$\psi(n) = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{D_A}{N-1}n - \frac{D_A}{2} \right)^2 + L_1^2}, \quad (3.3)$$

де L_1 – відстань від центра розкриву до синтезованого фазового центра чи радіус кривизни сформованого сферичного фронту.

За цього, для формування фазового центра F_1 фазовий множник у (3.1) береться зі знаком "-", а для F_2 – зі знаком "+".

Геометрично синтезовані фазові центри (фокуси) F_1 й F_2 розташовано на лінії нормалі до площини розкриву антени перед і за нею, відповідно. База такої приймальної системи дорівнює $L=2 \cdot L_1$.

Прийняті в синтезованих фокусах сигнали, відповідно, рівні:

$$\dot{U}_1 = \sum_{n=0}^{N-1} A p(n) e^{-j \cdot \psi(n)} \dot{V}_n \quad (3.4)$$

$$\dot{U}_2 = \sum_{n=0}^{N-1} A p(n) e^{j \cdot \psi(n)} \dot{V}_n \quad (3.5)$$

Описаний амплітудно-фазовий розподіл поля в розкриві антени формує приймальні ДС, орієнтовані в напрямку нормалі розкриву антени. Приклад такої ДС наведено на рисунку 3.5. Число елементів лінійки фазової антенної ґратки (ФАГ) $N=32$, довжина бази $L=2 \cdot L_1=4 \cdot D_A=64 \cdot \lambda$. Довжина хвилі $\lambda=10$ см, висота розташування антени $h=4,5$ м.

Видно, що сформована ДС має більшу ширину й менший коефіцієнт спрямованої дії, ніж ДС синфазно прододаваних елементів ФАГ (за $L_1 \rightarrow \infty$).

На рисунку 3.6 наведено фазову характеристику, розраховану для розглянутої системи за тих же вихідних даних, що і для конфігурації (рис. 2.3). Число елементів лінійки ФАГ $N=32$, довжина бази $L=2 \cdot L_1=4 \cdot D_A=64 \cdot \lambda$. На рисунку 3.6 штриховою лінією побудовано криву за виразом (2.17), що відповідає ідеалізованій схемі, наведеній на рисунку 2.3.

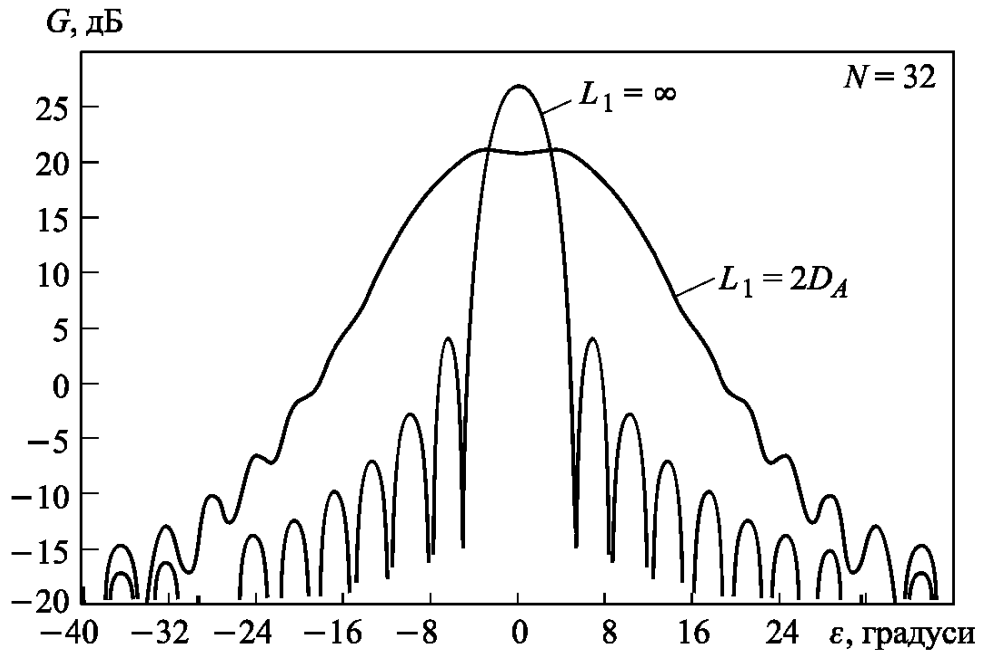


Рисунок 3.5 – Діаграми спрямованості

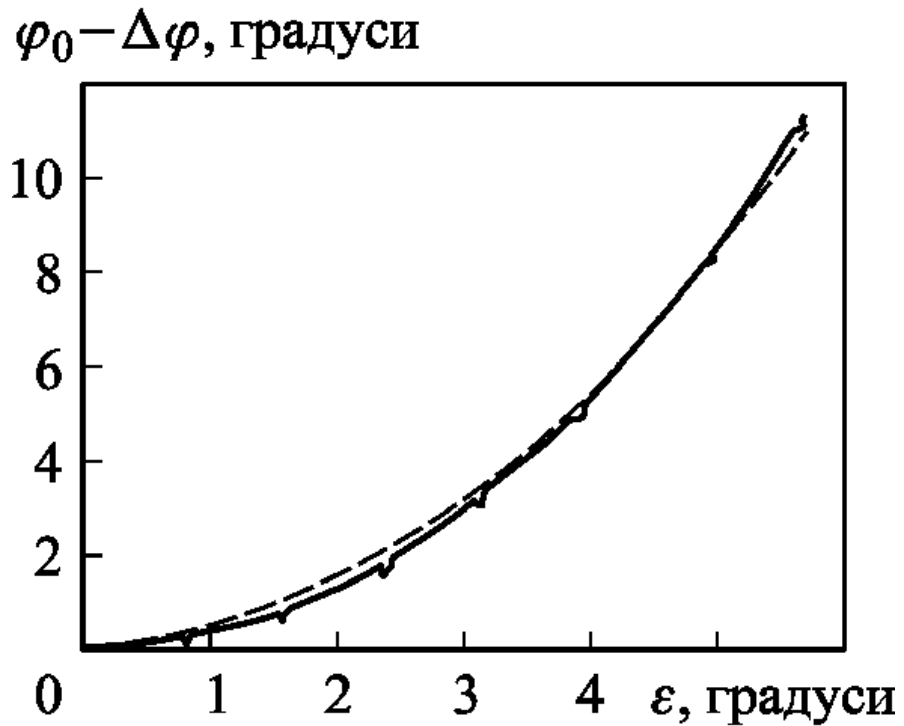


Рисунок 3.6 – Фазова характеристика системи

Як можна побачити з рисунку 3.6, введена фазова корекція дозволяє отримати фазову характеристику, яка з високою точністю збігається з характеристикою системи, що має два фізичних фазових центри. Залежність модуля добутку прийнятих напруг A_{12} від кута місця є звичайною інтерференційною картиною з шириною пелюсток $2 \cdot h_A / \lambda$, аналогічну наведеній на рисунку 3.4 а).

Звісно, глибокі мінімуми в цій залежності призводять до стрімкого погіршення точності вимірювання кута місця. Для боротьби з цим явищем звичайно використовується або одночасна робота на двох (і більше) частотах, або система з двома (і більше) антенами, рознесеними за висотою [1-4].

Дві антенні системи, рознесені за висотою, можна сформувати, групуючи елементи ФАГ у дві вертикальні підгратки. Обробка сигналів, прийнятих елементами кожної підгратки, проводиться за формулами (3.1)-(3.5) незалежно. Фазові зсуви (2.17) і оцінка кута місця (2.18) розраховуються за сигналами тієї підгратки, у якої енергетичний параметр A_{12} більше.

Точнісні характеристики запропонованого способу оцінювалися методом статистичного моделювання для двохчастотної й двохантенної систем. Висота установки базової 32-елементної вертикальної лінійки ФАГ $h=4$ м. Рознесення робочих частот для двохчастотної системи варіювався від 10 до 30 %. Розбивка на дві підгратки для двохантенної системи проводилося за 16 елементами. Довжина хвилі $\lambda=10$ см. Коефіцієнт відбиття розраховувався для вертикально поляризованих хвиль і різних типів поверхні: від сухого ґрунту до морської води [4]. Відношення сигнал/шум $q=35$ дБ задавалося у максимумі ДС за відсутності перевідбиття від підстильної поверхні. Діапазон однозначно вимірюваних кутів місця склав $0^\circ < \varepsilon < 6^\circ$.

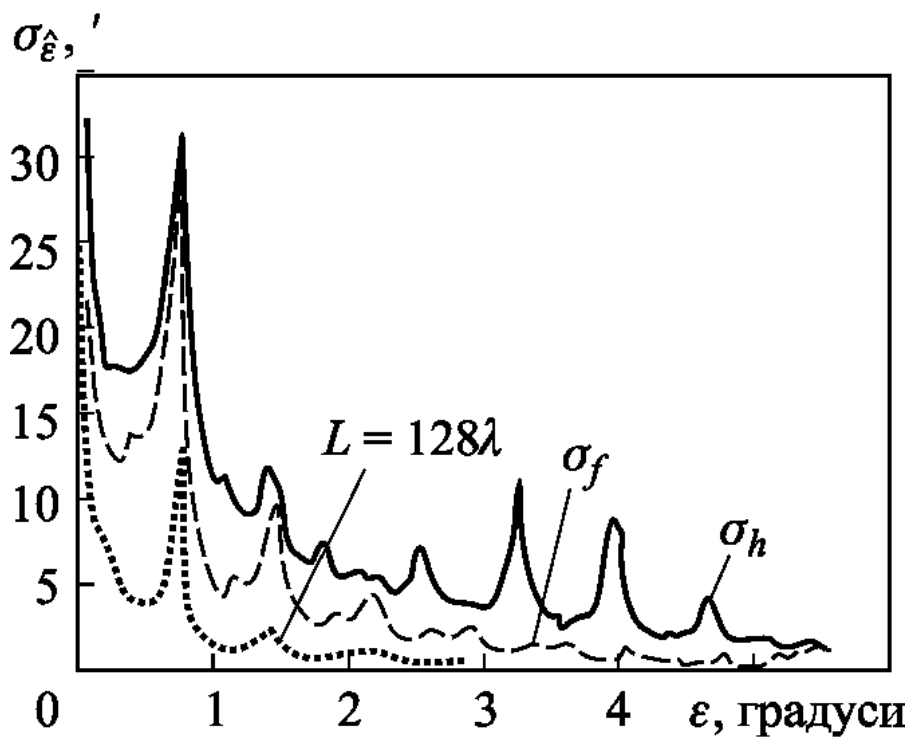
На рисунку 3.7 а) наведено графіки залежностей середньоквадратичного відхилення (СКВ) оцінок σ_ε від значень кута місця ε , отриманих для двохчастотної (σ_f) й двохантенної (σ_h) систем. На рисунку 3.7

б) наведено відповідні графіки залежностей:

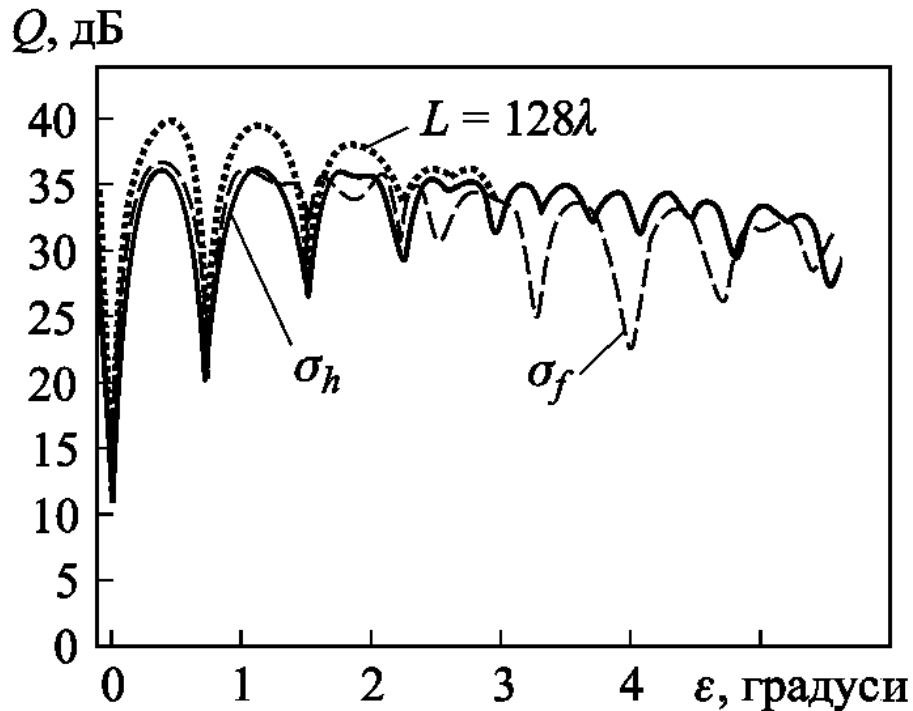
$$Q = \frac{|A_{12}|_{\max}}{\sigma_{\text{ш}}^2}, \quad (3.6)$$

де A_{12} – максимальне значення модуля A_{12} з двох частотних каналів (σ_f) чи двох підграток (σ_h);

$\sigma_{\text{ш}}^2$ – потужність власних шумів системи.



a)



б)

Рисунок 3.7 – Точнісні характеристики для висоти установки антени $h=4,5$ м

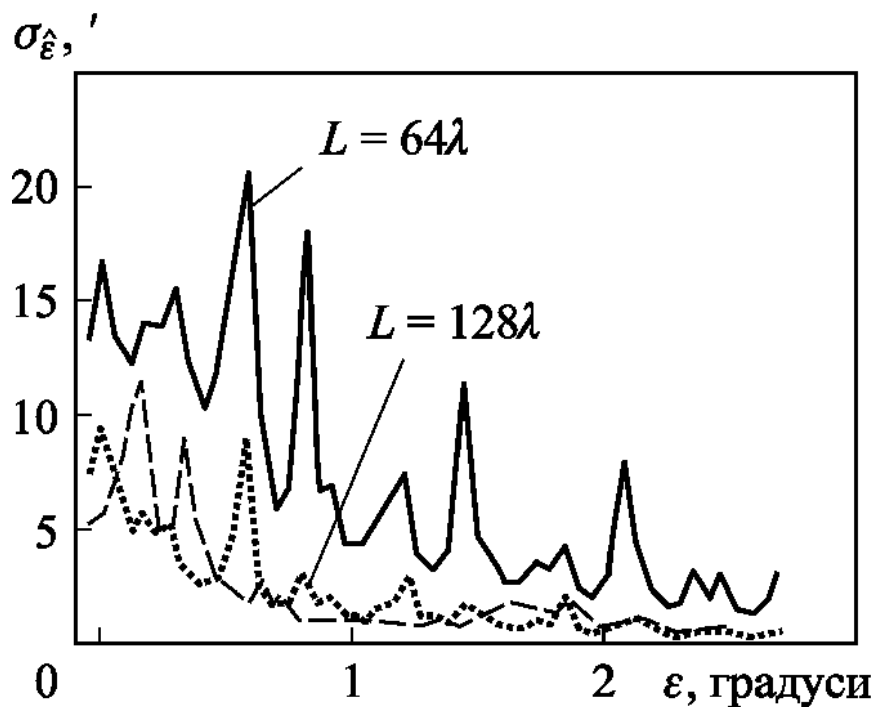
У двохчастотній системі, вимірювальна база $L_f=64 \cdot \lambda$, а в двохантенній системі $L_h=32 \cdot \lambda$, тому що антену розбито на двох підґратки. На цих же рисунках наведено результати для двохчастотної системи зі збільшеної в 2 рази вимірювальною базою $L_f=128 \cdot \lambda$ (штрихові лінії).

З наведених графіків випливає, що за того ж сумарного розміру апертури точність вимірювання кута місця в двохчастотній системі вище, ніж у двохантенній, тому що $L_f > L_h$. Точності вимірювання кута місця досить високі за відношень сигнал/шум більше 30 дБ. На кутах місця, менших $15'$, точність досить швидко погіршується. За рахунок збільшення вимірювальної бази L можна забезпечити прийнятну точність і на цих кутах місця (штрихова крива на рисунку 3.7 а).

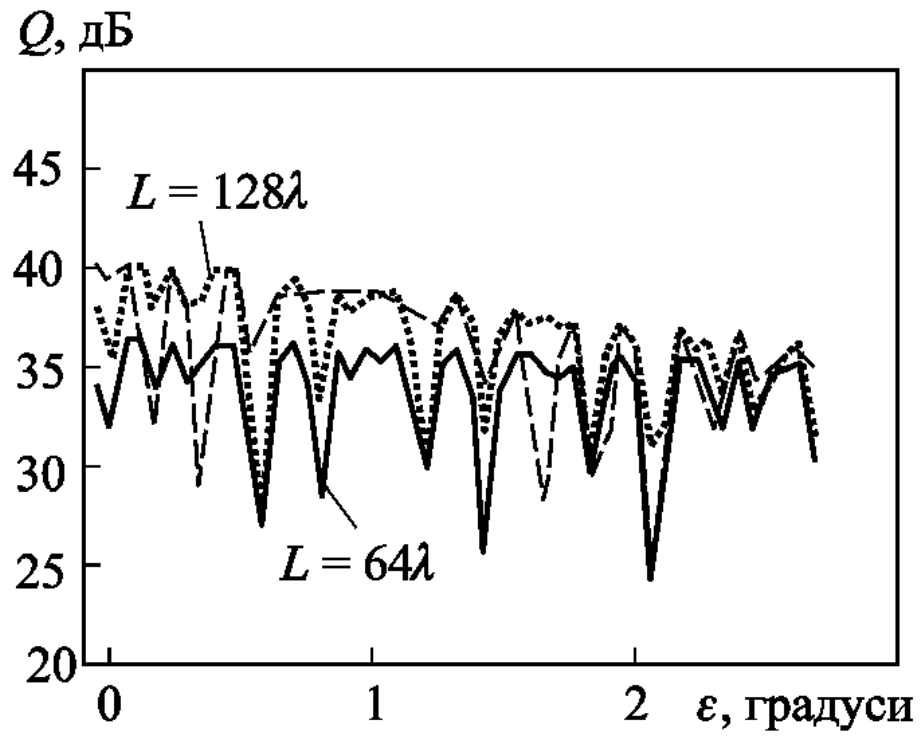
Звичайною практикою за вимірювання малих кутів місця є установка антенних систем на високих щоглах порядку декількох десятків метрів. Тому

було проведено статистичне моделювання запропонованого методу для такого розташування антенних систем. На рисунку 3.8 наведено результати моделювання для випадку установки антени на висоту 40 м і використання двохчастотного методу з 10%-рознесенням частот.

Порівнюючи рисунки 3.7 та 3.8, можна дійти висновку, що із збільшенням висоти підйому антени глибина інтерференційних "провалів" меншає, а точність вимірювання кутів – зростає. Зміною рознесення робочих частот можна зсовувати положення інтерференційних мінімумів і забезпечити більш гладку залежність точності від кута місця. На рисунку 3.8 штриховою лінією показано результати для 30%-рознесення частот.



а)



б)

Рисунок 3.8 – Точнісні характеристики для висоти установки антени $h=40$ м

ВИСНОВКИ

1. Запропонований метод з горизонтальним розташуванням фазових центрів приймальної антени дозволяє використовувати фазовий метод вимірювання кутів місця в умовах інтерференції, що неможливо за традиційного вертикального розташування фазових центрів.

2. Запропонований метод легко здійснюється в РЛС із ФАГ й цифровою обробкою сигналів. Точність вимірювань - краще 5' на кутах місця до 15° досягається за відношень сигнал/шум більше від 30 дБ.

3. Запропонований метод вимірювання кута місця за допомоги вертикальної ФАГ із синтезованими фазовими центрами нечуттєвий до варіацій азимутального кута надходження сигналу.

Тому метод може знайти застосування в оглядових двохкоординатних РЛС для оцінки кута місця.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Пестряков В.Б. Фазові радіотехнічні системи (основи статистичної теорії) / В.Б. Пестряков. – М.: Рад. радіо, 1968. – 468 с.
2. Кінкулькін Й.Е. Фазовий метод визначення координат / Й.Е. Кінкулькін, В.Д. Фляків, М.А. Фабрик. – М.: Рад. радіо, 1979. – 280 с.
3. Денисов В.П. Фазові радіопеленгатори: Монографія. / В.П. Денисов, Д.В.Дубинін. – Т: ТГУ систем керування і радіоелектроніки, 2002. – 251 с.
4. Чорний Ф.Б. Поширення радіохвиль. / Ф.Б. Чорний. – М.: Рад. радіо, 1962. – 479 с.