

Кафедра телебачення та радіомовлення

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ЛАБОРАТОРНИХ РОБІТ**  
**з курсу**

**"РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ"**

**Модуль 1: Основні принципи побудови та технічні**  
**характеристики радіоелектронних систем**

**Модуль 2: Принципи, функції та основні характеристики**  
**радіоелектронних систем**

**для студентів ННІ РТЕ.**

**Напрямок підготовки - "Радіотехніка"**

**Спеціальність - "Апаратура радіозв'язку, радіомовлення**  
**та телебачення"**

Укладачі **В.Б.Баляр, С.С.Устинов, О.В.Салабай, В.І.Спорошева**  
Рецензент **О.В. Ошаровська**  
Редактор **Узюма К.А.**

Методичні вказівки містять порядок виконання лабораторних робіт з курсу «Радіоелектронні пристрої», ключові положення, опис лабораторних стендів, домашні та лабораторні завдання, контрольні питання.

Рекомендовано студентам усіх форм навчання за спеціальністю «Апаратура радіозв'язку, радіомовлення та телебачення» ОНАЗ ім. О.С. Попова.

**СХВАЛЕНО**

на засіданні кафедри  
телебачення та радіомовлення  
і рекомендовано до друку.  
Протокол №9 від 19.06.2007 р.

**ЗАТВЕРДЖЕНО**

методичною радою  
академії зв'язку.  
Протокол №16 від 23.03.2012 р.

Редактор

*Терземан В. В.*

Комп'ютерне верстання  
та макетування

*Корнійчук Є. С.*

Здано в набір 23.10.2012 Підписано до друку 19.12.12  
Формат 60/88/16 Зам. № 5020  
Тираж 150 прим. Обсяг: 7,25 ум. друк. арк.  
Віддруковано на видавничому устаткуванні фірми RISO  
у друкарні редакційно-видавничого центру ОНАЗ ім. О.С. Попова  
**ОНАЗ, 2012**

## ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА .....	4
Лабораторна робота №1. РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ФАЗОВИЙ МЕТОД РАДІОДАЛЬНОМЕТРІЇ.....	12
Лабораторна робота №2. РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ЧАСТОТНИЙ МЕТОД РАДІОДАЛЬНОМЕТРІЇ.....	29
Лабораторна робота №3. РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ІМПУЛЬСНИЙ МЕТОД РАДІОДАЛЬНОМЕТРІЇ.....	48
Лабораторна робота №4. РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ФАЗОВИЙ МЕТОД РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ.....	68
Лабораторна робота №5. РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. АМПЛІТУДНИЙ МЕТОД РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ.....	76
Лабораторна робота №6. РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. РОЗРІЗНЕННЯ ДЕТЕРМІНОВАНИХ СИГНАЛІВ .....	88
Лабораторна робота №7. РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДСИСТЕМИ ВИЯВЛЕННЯ ДЕТЕРМІНОВАНИХ СИГНАЛІВ ....	95
Лабораторна робота №8. РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ З ВИПАДКОВОЮ ПОЧАТКОВОЮ ФАЗОЮ В РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМАХ .....	109

## ПЕРЕДМОВА

Дисципліна “Радіоелектронні системи” складається з трьох модулів (кількість кредитів ECTS 13,5; змістових модулів 6; загальна кількість годин 486, у тому числі, лекції 76 годин, лабораторні заняття 60 год., практичні заняття 60 год., самостійна робота 290 год., семестри 4.1, 4.2, 4.3, вид контролю іспит.

Мета курсу – надати студентам необхідні знання з радіоелектронних систем (РЕС) і основах застосувань для відповідних предметних областей. В результаті вивчення цього курсу студенти повинні освоїти класифікацію радіоелектронних систем, принципи побудови та особливості радіоелектронних систем різного призначення; принципи виявлення й розрізнення сигналів у радіоелектронних системах передавання інформації; методи оброблення сигналів у радіоелектронних системах.

## ЗМІСТ ДИСЦИПЛІНИ

**Модуль № 1. “Основні принципи побудови та технічні характеристики радіоелектронних систем ”** (3 кредити)

### Вхідні вимоги до вивчення модуля

№	Зміст знань	Шифр
1	Розповсюдження радіохвиль	ЗН.1.ВХ.1
2	Принципи розподілу радіочастотного спектра	ЗН.2.ВХ.1
3	Основні положення теорії електрозв’язку	ЗН.3.ВХ.1
4	Методи цифрового оброблення сигналів	ЗН.4.ВХ.1
5	Базові принципи радіопередавальних і радіоприймальних пристроїв	ЗН.5.ВХ.1
<b>Зміст умінь</b>		
1	Визначати рівень радіосигналу в умовах передавання в різних середовищах та різних умов приймання	УМ.1.ВХ.1
2	Проводити розрахунки співвідношення сигнал/шум та інших характеристик радіосистем	УМ.2.ВХ.1
3	Аналізувати моделі систем в часовому і спектральному просторі	УМ.3.ВХ.1
4	Оперувати законами розподілу випадкових величин	УМ.4.ВХ.1
5	Володіти методами аналізу і синтезу узгоджених фільтрів	УМ.5.ВХ.1
6	Використовувати методи статистичної радіотехніки	УМ.6.ВХ.1

### Структура залікового модуля 1

Змістовий модуль	Лекції (год.)	Заняття (год.)		Самостійна робота (год.)
		практичні	лабораторні	
1 Загальні положення теорії РЕС	4	2		14
2 Класифікація РЕС	4	2		18
3 Моделі та служби РЕС	16	6	10	42
4 Радіоелектронні системи витягання інформації	8	6	6	24
<b>Разом модуль 1, год.</b>	<b>32</b>	<b>16</b>	<b>16</b>	<b>98</b>

## **Зміст змістових модулів**

### **1. Загальне положення теорії РЕС**

Основні визначення. Основні положення статистичної теорії радіоелектронних систем. Наскрізнi характеристики радіотехнічних комплексів, критерії їх ефективності та оптимальності. Завдання, які розв'язують різні типи РЕС.

### **2. Класифікація РЕС**

Класифікація РЕС за інформаційною ознакою: передачі інформації, витягання інформації, руйнування інформації, радіоуправління. Безперервні, імпульсні, дискретні РЕС. Наземні та бортові РЕС. Мовленнєві, телекомунікаційні та прикладні РЕС. Основні методи аналізу та синтезу радіокомплексів для оцінки параметрів радіосигналів та вимірювання їх параметрів.

### **3. Моделі та служби РЕС**

Структури та алгоритми оптимальних апаратно-програмних комплексів у радіоелектронних системах. Технічні параметри системи, характеристики та структура пристроїв, які входять до складу РЕС; оцінка ефективності технічних рішень. Алгоритми роботи РЕС. Джерела інформації та завад в радіоелектронних системах. Зміст та класифікація задач, що вирішуються в радіоелектронних системах. Визначення та класифікація РТ служб. Мовленнєві та радіотелекомунікаційні служби. Служби радіолокації та радіонавігації. Радіослужби часу та частоти. Метеорологічні радіослужби. Геодезичні та геодинамічні радіослужби. Екологічні радіослужби. Радіоастрономія. РТ системи та служби дослідження космосу. Радіослужби оповіщення про лихо. Аматорські служби.

### **4. Радіоелектронні системи витягання інформації**

Методи визначення координат об'єктів. Поверхня розміщення, лінія розміщення, місцезнаходження об'єкта.

Радіоелектронні системи витягання інформації щодо кутових координат об'єктів. Засоби радіопеленгування. Амплітудний засіб радіопеленгування. Радіопеленгування засобом максимуму, мінімуму, порівняння (рівно сигнальний засіб). Сумарно-різницевий та амплітудно-фазовий метод радіопеленгування. Сучасний стан і перспективи розвитку автоматичних радіопеленгаторів.

Радіоелектронні системи витягання інформації щодо дальності до об'єктів. Далекомірний метод, різницево-далекомірний і кутовий методи визначення координат об'єкта. Амплітудний (імпульсний метод) радіодальнометрії. Фазовий метод радіодальнометрії. Частотний метод радіодальнометрії.

## Теми практичних занять модуля 1

№ з/п	Тема	Годин
1	Принципи функціонування систем витягання інформації в радіоелектронних системах	2
2	Базові принципи вимірювання дальності за допомогою фазових методів радіодальнометрії	2
3	Методи підвищення ефективності та покращення характеристик фазових методів радіодальнометрії	2
4	Частотні методи радіодальнометрії: базові принципи та основні характеристики	2
5	Частотні методи радіодальнометрії з роздільною здатністю по дальності	2
6	Імпульсні РЛС вимірювання дальності до об'єкта радіолокаційного спостереження	2
7	Тактико-технічні характеристики та показники якості функціонування систем радіопеленгації	2
8	Амплітудний та фазовий метод радіопеленгації: базові принципи та основні технічні характеристики	2
<b>Всього</b>		16

## Перелік лабораторних робіт модуля 1

№ з/п	Тема	Годин
1	Радіоелектронні системи витягання інформації. Фазовий метод радіодальнометрії	4
2	Радіоелектронні системи витягання інформації. Частотний метод радіодальнометрії	2
3	Радіоелектронні системи витягання інформації. Імпульсний метод радіодальнометрії	2
4	Радіоелектронні системи витягання інформації. Фазовий метод радіопеленгації	4
5	Радіоелектронні системи витягання інформації. Амплітудний метод радіопеленгації	4
<b>Всього</b>		16

## Вихідні знання та уміння з модуля 1

№	Зміст знань	Шифр
1	Наскрізні характеристики радіотехнічних комплексів, критерії їхньої ефективності та оптимальності	ЗН.1.ВИХ.1
2	Класифікація РЕС за призначенням, за методами роботи РЕС, за діапазонами радіохвиль	ЗН.2.ВИХ.1
3	Основні методи аналізу та синтезу радіокомплексів витягання інформації з радіосигналів та вимірювання їх параметрів	ЗН.3.ВИХ.1
6	Характеристики та структура пристроїв, які входять до складу РЕС радіодальнометрії та радіопеленгації	ЗН.4.ВИХ.1
7	Алгоритми роботи РЕС витягання інформації	ЗН.5.ВИХ.1
10	Визначення та класифікація радіолокаційних служб.	ЗН.6.ВИХ.1

<b>Зміст умінь</b>		
1	Визначати наскрізні характеристики радіотехнічних комплексів і визначати критерії їхньої ефективності та оптимальності	УМ.1.ВИХ.1
2	Використовувати основні методи аналізу та синтезу радіокомплексів для визначення та вимірювання параметрів радіосигналів	УМ.2.ВИХ.1
3	Визначати структури та алгоритми оптимальних радіокомплексів витягання інформації	УМ.3.ВИХ.1
4	Визначати вимоги до характеристик та структури пристроїв, які входять до складу РЕС радіопеленгації та радіодальнометрії	УМ.4.ВИХ.1
5	Аналізувати та визначати алгоритми роботи РЕС радіолокації та радіодальнометрії	УМ.5.ВИХ.1
6	Аналізувати зміст та класифікацію задач оцінки параметрів радіосигналів у радіоелектронних системах	УМ.6.ВИХ.1
8	Використовувати знання щодо визначення та класифікації радіослужби	УМ.7.ВИХ.1

**Модуль № 2. “Принципи, функції та основні характеристики радіоелектронних систем ” (3 кредити).**

#### **Вхідні вимоги до вивчення модуля 2**

<b>№</b>	<b>Зміст знань</b>	<b>Шифр</b>
1	Положення теорії електрозв'язку	ЗН.1.ВХ.2
2	Методи цифрового оброблення сигналів	ЗН.2.ВХ.2
3	Оптимальна фільтрація	ЗН.3.ВХ.2
4	Погоджені фільтри	ЗН.4.ВХ.2
<b>Зміст умінь</b>		
1	Використовувати методи статистичної радіотехніки	УМ.1.ВХ.2
2	Використовувати методи цифрового оброблення сигналів	УМ.2.ВХ.2
3	Використовувати методи аналізу і синтезу оптимальних та погоджених фільтрів	УМ.3.ВХ.2
4	Виконувати аналіз просторових та спектральних характеристик сигналів	УМ.4.ВХ.2

## Структура залікового модуля 2

Змістовий модуль	Лекції (год.)	Заняття (год.)		Само- стійна робота (год.)
		практ.	лабор.	
1 Виявлення і розрізнення сигналів у застосуваннях радіоелектронних систем різного призначення	4	6	6	24
2 Оцінка і фільтрація параметрів сигналів у застосуваннях радіоелектронних систем	4	6	2	45
3 Розділення сигналів у застосуваннях радіоелектронних систем	8	4	6	45
<b>Разом модуль 2, год.</b>	16	16	14	114

### Зміст змістових модулів

#### 1. Виявлення і розрізнення сигналів у застосуваннях радіоелектронних систем різного призначення

Основи теорії виявлення і розрізнення сигналів. Показники якості та критерії оптимального виявлення і розрізнення сигналів у застосуваннях радіоелектронних систем різного призначення. Математична постановка задачі оптимального виявлення і розрізнення сигналів. Розрізнення детермінованих сигналів. Алгоритми оптимального розрізнення і виявлення. Критерії мінімуму середнього ризику, Неймана-Пірсона, ваговий критерій.

Розрізнення сигналів. Математична постановка задачі. Критерії розрізнення. Виведення виразу для відношення правдоподібності та оптимального вирішального правила. Загальна структурна схема одно- і двоканального оптимального приймача.

Розрізнення детермінованих сигналів. Виведення та аналіз виразу для ймовірності помилки сигналів з АМ, ЧМ і ФМ. Криві потенційної завадостійкості.

Розрізнення сигналів з випадковими параметрами. Виведення відношення правдоподібності для сигналу з випадковою початковою фазою та амплітудою. Оптимальне вирішальне правило і структурні схеми.

Оптимальне виявлення детермінованих сигналів. Методи розв'язання задачі виявлення. Якісні показники оптимального пристрою виявлення сигналів у радіоелектронних системах. Погоджені фільтри в оптимальних пристроях виявлення сигналів у радіоелектронних системах. Підсистеми оптимального оброблення простих та складних шумоподібних широкосмугових сигналів у радіоелектронних комплексах.

Виявлення сигналів радіоелектронних систем з випадковими параметрами. Відношення правдоподібності при наявності випадкових параметрів сигналу радіоелектронного комплексу. Відношення правдоподібності для сигналу з випадковою початковою фазою. Структурні схеми оптимальних пристроїв виявлення сигналів радіоелектронних систем з випадковими параметрами.

Розрізнення сигналів у радіоелектронних системах. Розрізнення детермінованих сигналів у радіоелектронних системах. Розрізнення сигналів з випадковими параметрами в радіоелектронних системах.



## 2 Оцінка і фільтрація параметрів сигналів у застосуваннях радіоелектронних систем

Критерії якості і методи оцінки параметрів у радіоелектронних системах.

Оцінка неенергетичних параметрів сигналу в радіоелектронних системах. Оцінка параметрів відомого сигналу. Оцінка параметрів сигналу з випадковою початковою фазою. Оцінка початкової фази радіоімпульсу. Оцінка часового положення радіоімпульсу з випадковою початковою фазою. Оцінка зсуву частоти радіоімпульсу. Вплив аномальних помилок на оцінку параметрів. Фільтрація параметрів сигналу, що змінюються. Постановка і методика розв'язання задачі фільтрації в радіоелектронних системах. Узгоджені фільтри в оптимальних пристроях виявлення. Виведення виразу для імпульсного відгуку узгоджувального фільтра (УФ). Структурна схема і якісні характеристики.

## 3 Розділення сигналів у застосуваннях радіоелектронних систем

Поняття про розділення та здатність розділення сигналів у застосуваннях радіоелектронних систем. Детермінований та статистичний підхід до розділення сигналів. Поняття про розділення та розділення-вимірювання сигналів. Роль функції невизначеності сигналів у теорії розділення сигналів. Розрізнення за часом затримки відбитих сигналів. Зв'язок спектральних та кореляційних властивостей сигналу зі здатністю розділення сигналів за часом запізнення.

Складні (широкосмугові) сигнали та їх стискання за тривалістю. Приклади складних сигналів. ЛЧМ-сигнал, його спектр та кореляційна функція. Варіанти узгодження фільтрів для ЛЧМ-сигналів. дискретні та фазоманіпульовані сигнали. двійкові сигнали з оптимальними аперіодичними та періодичними кореляційними властивостями. Коди Баркера. m-послідовності та інші дискретні сигнали в радіоелектронних системах.

Сумісне розділення сигналів за часом запізнення та частотою. Вимоги до частотно-часової функції невизначеності та їх паралелі з вимогами, пов'язаними з точністю частотно-часових вимірювань. Зв'язок діаграм невизначеності з показниками частотно-часової здатності розділення сигналів у радіоелектронних системах.

### Теми практичних занять модуля 2

№ з/п	Тема	Годин
1	Критерії якості роботи радіоелектронних систем передавання інформації	2
2	Методи підвищення ефективності радіоелектронних систем оцінки параметрів зондувального сигналу	2
3	Реалізація розрізнення детермінованих сигналів у радіоелектронних системах передавання інформації	2
4	Технічні рішення щодо виявлення детермінованих сигналів у радіоелектронних системах за впливу зовнішніх чинників	2
5	Реалізація цифрових пристроїв виявлення сигналів радіоелектронних систем	2
6	Особливості реалізації трактів сучасних радіоелектронних систем	2
7	Аналіз впливу радіочастотних спотворень на характеристики сучасних радіоелектронних систем передавання інформації	2
8	Алгоритми відновлення синхронізації в радіоелектронних системах передавання інформації	2
<b>Всього</b>		<b>16</b>

## Перелік лабораторних робіт модуля 2

№ з/п	Тема	Годин
1	Радіоелектронні системи передавання інформації. Розрізнення детермінованих сигналів	4
2	Радіоелектронні системи передавання інформації. Дослідження підсистеми виявлення детермінованих сигналів	4
3	Радіоелектронні системи передавання інформації. Виявлення сигналів з випадковою початковою фазою в радіоелектронних системах	6
<b>Всього</b>		14

## Вихідні знання та уміння з модуля 2

№	Зміст знань	Шифр
1	Знання критеріїв оптимального виявлення і розрізнення сигналів	ЗН.1.ВИХ.2
2	Знання методів виявлення сигналів, оптимальних за вирішальним правилом	ЗН.2.ВИХ.2
3	Знання якісних показників оптимального виявлення	ЗН.3.ВИХ.2
4	Знання методів оптимального виявлення сигналів з випадковими параметрами і уміння ними користуватися при побудові пристроїв виявлення	ЗН.4.ВИХ.2
	Знання оптимальних методів розділення детермінованих сигналів у радіоелектронних системах	ЗН.5.ВИХ.2
	Знання методів оптимального розрізнення сигналів з випадковими параметрами в радіоелектронних системах	ЗН.6.ВИХ.2
	Знання оптимальних методів розрізнення двовимірних сигналів у радіоелектронних системах	ЗН.7.ВИХ.2
<b>Зміст умінь</b>		
1	Уміння синтезувати радіоелектронні системи різного призначення, оптимальні за різними критеріями	УМ.1.ВИХ.2
2	Уміння синтезувати схему виявлення сигналів радіоелектронних систем, оптимальних за вирішальним правилом	УМ.2.ВИХ.2
3	Уміння синтезувати схему оптимального розрізнення сигналів на базі якісних показників	УМ.3.ВИХ.2
4	Уміння оцінювати завадостійкість сигналів з випадковими параметрами при оптимальних методах розрізнення в радіоелектронних системах	УМ.4.ВИХ.2
5	Уміння проводити дослідження та аналіз параметрів схеми оптимального розрізнення сигналів для сигналів з повністю відомими параметрами в радіоелектронних системах	УМ.5.ВИХ.2
6	Уміння проводити дослідження та аналіз параметрів схеми оптимального розрізнення сигналів для сигналів з невідомими параметрами в радіоелектронних системах	УМ.6.ВИХ.2
7	Уміння синтезувати радіоелектронні системи на базі оптимальних методів розрізнення двовимірних сигналів	УМ.7.ВИХ.2

## ЗМІСТ ПРОТОКОЛУ

Протокол лабораторної роботи оформляється у робочому зошиті в послідовності, визначеній стандартом підприємства з основ лабораторного практикуму – СТП АСБ-58-05-807. Протокол має містити назву роботи, результати виконання домашнього завдання, запис результатів спостережень і розрахунків, виконаних у процесі виконання лабораторного завдання. У протоколі повинні бути подані графіки, осцилограми, результати опрацювання експериментальних даних та висновки, зроблені на основі їхнього аналізу.

## ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Радиоелектронные системы: основы построения и теория: справочник. – 2-е изд., перераб. и доп. под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.: ил.
- 2 Радиотехнические системы: учеб. пособ. для вузов. Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
- 3 Чердынцев В.А.. Радиотехнические системы: учеб. пособие для вузов. – Мн.: Выш. шк., 1988. 369 с.
- 4 Введение в теорию и технику радиотехнических систем: учеб. пособ. для вузов. – Мн.: Радио и связь, 1986. - 280 с.
- 5 Пестряков В.Б., Радиотехнические системы: учеб. пособ. для вузов./В.Б.Пестряков, В.Д. Кузнецов. – М.: Радио и связь, 1985. – 446 с.
- 6 Основы радиолокации и радиолокационные устройства.- М.: Сов. Радио, 1975. – 336 с.: ил.
- 7 Радиолокационные системы: учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2004.- 320 с.: ил.
- 8 Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.: ил.

# Лабораторна робота № 1

## РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ФАЗОВИЙ МЕТОД РАДІОДАЛЬНОМЕТРІЇ

**Мета роботи:** вивчення загальних принципів та технічних характеристик сучасних фазових систем радіодальнометрії, вимірювання та оцінки параметрів зондуючих сигналів у приймачах РЛС, та методів підвищення ефективності систем фазової радіодальнометрії. Оцінка похибки визначення дальності до об'єкта радіолокаційного спостереження при різних реалізаціях фазового методу.

### КЛЮЧОВІ ПОЛОЖЕННЯ

#### 1. ОСНОВИ ПОБУДОВИ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Одним із класів радіоелектронних систем є радіосистеми витягання інформації, такі як, наприклад, системи радіолокації, радіонавігації, радіоастрономії, радіовимірювання. У таких радіосистемах інформація, як така, не передається, а отримується або з сигналів, що випромінюють в напрямі на досліджуваній об'єкт і відбитих від нього, або з сигналів інших радіосистем.

Узагальнену структурну схему системи витягання інформації подано на рис. 1.1. Необхідно зазначити, що систему витягання інформації може бути реалізовано за різними варіантами, наприклад, як єдиний функціональний блок, в якому радіопередавальний пристрій (РПП) і радіоприймальний пристрій (РПрП) працюватимуть на єдину антену із застосуванням технологій часової, частотної чи просторової розв'язки випромінювань.



Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема радіосистеми витягання інформації

РПП випромінює у напрямі досліджуваного об'єкта спеціальний (“зондуючий”) сигнал з відомими параметрами (закон змінення обвідної, частоти чи фази), який після відбиття від об'єкта поступає до РПрП. У останньому здійснюється попереднє оброблення і порівняння з еталонним зондуючим сигналом, який поступає безпосередньо від РПП.

В результаті цього порівняння витягується інформація про наявність або відсутність об'єкта, його місце розташування, напрям руху, тощо. Після цього вона подається в блоки подальшого оброблення, наприклад, до індикаторів чи інших функціональних блоків. Процес виявлення об'єктів, визначення їх місця розташування і вимірювання параметрів руху радіотехнічними методами називається *спостереженням*, а система, що виконує ці функції називається *радіолокаційною станцією* (РЛС).

Методи оцінки відстані між радіолокаційною станцією та об'єктом радіолокаційного спостереження за допомогою випромінюваного радіосигналу з відомими параметрами називається *радіодальнометрією*, а пристрої, що реалізують ці функції, називаються *радіодальномірами*.

## **2. ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ**

Характеристики радіоелектронних систем витягання інформації умовно поділені на два великі класи – тактичні і технічні характеристики.

*Тактичними* називають характеристики системи, вимогам до яких радіоелектронна система має відповідати, щоб поставлене завдання могло бути вирішене. Ці вимоги задаються розробнику радіоелектронної апаратури. На підставі тактичних вимог розробник далі визначає технічні характеристики системи в цілому і окремих пристроїв, що входять до її складу.

До основних тактичних характеристик РЛС відносять:

- 1) *призначення системи;*
- 2) *місце установки;*
- 3) *вимірювані координати;*
- 4) *зона (область) огляду або робоча зона системи, задана сектором огляду (пошуку) за вимірюваними параметрами об'єкта*
- 5) *час огляду (пошуку) заданого сектора або швидкість огляду. Часом огляду (пошуку) називають час, необхідний для однократного огляду заданої зони дії системи. Вибір часу огляду пов'язаний з маневреністю спостережуваних об'єктів, необхідним простором огляду, рівнем сигналу і завад, а також рядом тактичних і технічних характеристик системи;*

б) *точність вимірювання координат. Точність* системи характеризується похибками при вимірюванні координат і параметрів руху об'єкта. Причинами похибок є недосконалість вживаного методу вимірювання та апаратури, вплив зовнішніх умов і радіозавад, суб'єктивні якості оператора (якщо процеси витягання інформації не автоматизовані). Вимоги до точності системи залежать від її призначення. Невиправдане завищення вимог до точності приводить до ускладнення системи, зниження її економічності, а інколи і надійності функціонування;

7) *роздільна здатність* - здатність системи окремо спостерігати дві або більш близько розташовані цілі, при цьому передбачається, що координати в цих об'єктів радіолокаційного спостереження однакові, за винятком координати, якою визначається роздільна здатність.

Радіоелектронні системи вимірювання дальності характеризують роздільною здатністю за дальністю.

*Роздільна здатність за дальністю* – чисельно характеризується мінімальною відстанню між двома нерухомими об'єктами, розташованими в радіальному напрямі відносно РЛС, сигнали яких ще фіксуються станцією окремо (рис. 1.2). При меншій відстані між об'єктами їх роздільне спостереження стає неможливим;

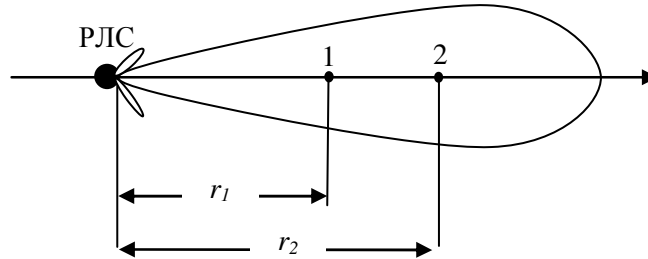


Рисунок 1.2 – До пояснення роздільної здатності за дальністю

8) *пропускна здатність* характеризується числом об'єктів, що обслуговуються (спостерігаються) системою одночасно або в одиницю часу. Пропускна здатність залежить від принципу дії системи і ряду її тактичних і технічних параметрів і, зокрема, робочої зони, точності і роздільної здатності.

Пропускна спроможність радіоелектронних систем радіодальнометрії, заснованих на принципі надсилання запиту та активної відповіді (дві лінії зв'язку), обмежена відповідачем, в якому для формування у відповідь сигналу на кожен запит необхідно деякий час. В цьому випадку пропускну спроможність характеризують вірогідністю обслуговування (спостереження) заданого числа об'єктів у заданий період повторення запитів кожним з об'єктів, що знаходяться в робочій зоні системи;

9) *завадозахищеність* - здатність надійного виконання заданих функцій в умовах дії навмисних і спеціально створюваних завад. Завадозахищеність визначається прихованістю роботи. Під *прихованістю* системи розуміють показник, що характеризує трудність виявлення її роботи і процесу вимірювання основних параметрів випромінюваного радіосигналу, а, отже, і створення спеціально організованих завад. Прихованість забезпечується вживанням гостронаправленого випромінювання, використанням шумоподібних сигналів з низьким рівнем потужності, зміною основних параметрів сигналу в часі.

Кількісною оцінкою *завадостійкості* системи витягання інформації є відношення рівня сигналу до рівня завади на вході приймача, при якому похибка вимірювання заданого параметра не перевершує допустимої з необхідною вірогідністю. Необхідна завадостійкість досягається раціональним вибором параметрів радіосигналу системи, а також характеристик антени і пристроїв приймання/оброблення сигналів;

10) *надійність* - властивість радіоелектронної системи витягання інформації зберігати в часі у встановлених межах значення параметрів, що характеризують здатність виконання необхідних функцій у заданих режимах і умовах.

В залежності від причин, що спричиняють до відмови в роботі системи, розрізняють наступні різновиди надійності:

– апаратурну, пов'язану з експлуатаційним станом апаратури радіосистеми витягання інформації;

– програмну, обумовлену експлуатаційним станом програм обчислювальних пристроїв, використовуваних в системі;

– функціональну, тобто надійність виконання функцій, що покладаються на систему, і, зокрема, витягання та оброблення інформації;

11) *масогабаритні характеристики* – розмір і вага апаратури;

12) *споживана потужність*.

До основних *технічних* характеристик радіосистеми відносяться параметри, що безпосередньо визначають її тактичні характеристики. Стосовно радіоелектронних систем витягання інформації технічними характеристиками є:

1) робоча частота або довжина хвилі – параметри несучого коливання;

2) параметри зонduючого сигналу (ширина спектра, тривалість, період повторення, тощо);

3) характеристики антени (розміри розкриття або ширина діаграми направленості, рівень бічних пелюсток);

4) параметри підсистеми огляду (час опромінення, швидкість огляду, число обертів у хвилину, період огляду, тощо);

5) характеристики радіопередавача (пікова/ середня потужність і енергія випромінюваного сигналу);

6) чутливість і параметри радіоприймального пристрою;

7) тип кінцевого пристрою (наприклад, індикаторний пристрій).

Технічні характеристики РЛС повинні задовольняти тактичним вимогам, що ставляться до неї.

### **3. БАЗОВА РЕАЛІЗАЦІЯ ФАЗОВОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ**

#### **3.1 Принцип дії фазового методу вимірювання дальності**

Вимірювання дальності фазовими методами полягає у вимірюванні приросту фази зонduючого коливання з масштабною частотою при затримці відбитого від об'єкта радіолокаційного спостереження зонduючого сигналу. Типовим зонduючим сигналом, використовуваним при фазових методах вимірювання дальності, є безперервне гармонічне коливання (немодульоване або модульоване). Система, що реалізовує фазовий метод радіодальнометрії, називається *фазовим радіодальноміром*.

При фазовому методі вимірювання дальності до об'єкта радіолокаційного спостереження генератор високої частоти (ГВЧ) випромінює немодульоване гармонічне коливання (рис. 1.3). Фаза цього зонduючого сигналу (в точці 1 на рис. 1.3) має миттєве значення

$$\varphi_1(t) = 2\pi f_0 t + \varphi_0, \quad (1.1)$$

де  $f_0$  - частота випромінюваного коливання,  $\varphi_0$  - початкова фаза.

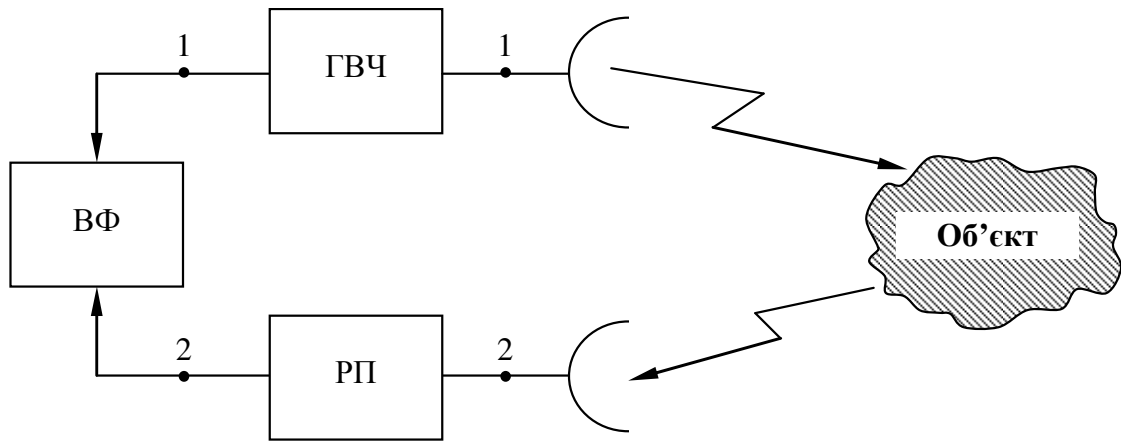


Рисунок 1.3 – Структурна схема реалізації базового методу фазової радіодальнометрії

Тоді миттєву фазу  $\varphi_2$  відбитого сигналу (в точці 2 на рис. 1.3) буде затримано на деякий час

$$t_3 = \frac{2r}{c}, \quad (1.2)$$

де  $r$  - дальність до об'єкта радіолокаційного спостереження,

$t_3$  - час затримки зонduючого сигналу.

Таким чином,

$$\varphi_2(t) = \varphi_1(t - t_3) = 2\pi f_0(t - t_3) + \varphi_0 + \Delta\varphi = 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 t_3 + \varphi_0 + \Delta\varphi, \quad (1.3)$$

де  $\Delta\varphi$  - зсув фази при відбитті від об'єкта.

Зсув фази при відбитті від об'єкта, як правило, є близьким до  $180^\circ$ . Надалі вважатимемо його відомим і в аналізі враховувати не будемо.

Відбитий сигнал надходить в приймальну антену, потім в резонансний підсилювач (РП) і на вимірювач фази (ВФ), до якого також поступає початковий зонduючий сигнал. Вимірювач фази визначає різницю фаз  $\Delta\varphi$  випромінюваного і відбитого сигналів

$$\Delta\varphi = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\pi f_0 t_3 = 2\pi f_0 2\frac{r}{c} = 4\pi \frac{r}{\lambda_0}, \quad (1.4)$$

яка пропорційна дальності до об'єкта радіолокаційного спостереження.

Отже, дальність відповідає такій формулі

$$r = \lambda_0 \frac{\Delta\varphi}{4\pi} \quad (1.5)$$

Для одночастотної реалізації фазового методу вимірювання дальності довжина хвилі  $\lambda_0$  і частота  $f_0$  зонduючого сигналу відповідають масштабним, тому як від них залежить масштаб шкали дальності, тобто коефіцієнт пропорційності між вимірюваним фазовим зсувом  $\Delta\varphi$  і відстанню  $r$ . Таким чином, результат вимірювання фази можливо проградувати безпосередньо в одиницях відстані.



Фазовий радіодальномір може однозначно вимірювати різницю фаз в межах зміни фази зонduючого сигналу, тобто до  $2\pi$ . Через фазові інтервали, що відповідають  $2\pi$ , результат вимірювання фази буде повторюватись. Тобто, максимальна межа однозначно вимірюваної відстані такого дальноміра буде визначатись з умови відсутності неоднозначності визначення дальності:

$$r_{\max} = \frac{\lambda_0 2\pi}{4\pi} = 0.5\lambda_0, \quad (1.6)$$

тобто буде відповідати половині використовуваної довжини хвилі.

Якщо, наприклад,  $r_{\max} = 300$  км, то для цього необхідна довжина хвилі  $\lambda_0 = 600$  км. Це відповідає дуже низькій частоті несучого коливання, і малої ефективності випромінювання антени прийнятних розмірів (випромінюючий півхвильовий диполь повинен мати розміри  $\lambda_0 / 2 = 300$  км, а гостронаправлене випромінювання можливе лише за допомогою антени, за розмірами сумірною із земною кулею).

Таким чином, для однозначного вимірювання дальності фазовим методом в інтервалі  $(0, r_{\max})$  масштабна частота має задовольняти умові

$$\omega_M \leq \frac{c\pi}{r_{\max}}; f_M \leq \frac{c}{2r_{\max}}, \quad (1.7)$$

де  $f_M$  - масштабна частота зонduючого сигналу.

### 3.2 Особливості базової реалізації фазового методу радіодальнометрії

Найбільш простим є фазовий радіодальномір з випромінюванням коливань лише на одній несучій частоті  $f_0$ . Тоді масштабна частота  $F_M = f_0$  і довжина хвилі  $\lambda_M = \lambda_0$ . Оскільки РЛС звичайно працюють в діапазоні УКХ, то це вводить обмеження на однозначно вимірювану дальність в декілька метрів.

В той же час масштабна частота впливає на точність визначення дальності. В цьому випадку з формули (5) дальність відповідає

$$r = \lambda_M \frac{\Delta\varphi}{4\pi} = \frac{c}{F_M} \frac{\Delta\varphi}{4\pi}, \quad (1.8)$$

Якщо пристрій вимірювання фази визначає  $r$  з середньоквадратичною помилкою  $\sigma_{\Delta\varphi}$ , то дальність визначається з середньоквадратичною помилкою

$$\sigma_r = \frac{c \cdot \sigma_{\Delta\varphi}}{4\pi F_M} = \lambda_M \frac{\sigma_{\Delta\varphi}}{4\pi} \quad (1.9)$$

Шуми перешкоджають точному визначенню фазового зсуву та із збільшенням відношення сигнал/шум (позначимо через  $q_0$ ) помилка  $\sigma_{\Delta\varphi}$  зменшується:

$$\sigma_{\Delta\varphi} = \frac{1}{\sqrt{q_0}} \quad (1.10)$$

Із врахуванням цього з формули (1.9) знаходимо потенційно можливу середньоквадратичну помилку вимірювання дальності фазовими методами:

$$\sigma_r = \frac{c \cdot \sigma_{\Delta\varphi}}{4\pi F_M} = \frac{c}{4\pi F_M \sqrt{q_0}} = \frac{\lambda_M}{4\pi \sqrt{q_0}} \quad (1.11)$$

Тобто всім фазовим дальномірам властиво протиріччя: збільшення масштабної частоти сприяє підвищенню точності вимірювань, але зменшує межу однозначно вимірюваної дальності.

Серед основних переваг базової реалізації фазового методу вимірювання дальності є можливість високої точності визначення дальності, мала апаратна похибка, простота вимірювача і мала пікова потужність коливань, що генеруються, завдяки безперервності випромінювання.

Ще однією перевагою одночастотної фазової системи є можливість вимірювання не самої дальності, а приросту дальності за час спостереження. Наприклад, якщо спостереження розпочато за даними вимірювача фази в момент часу, коли він показував значення різниці фаз  $\Delta\varphi_H$  (рисунок 4). Нехай його результат вимірювання зростає (це означає, що зростає дальність до об'єкта, тобто він віддаляється). Шкала вимірювача фази, як і всяка кругова шкала, дозволяє вимірювати кут в межах  $360^\circ$  і кут  $K = 360^\circ + X^\circ$  ( $K = 0, 1, 2, 3, \dots$ ) вказується як  $x^\circ$ . В результаті, якщо нічого не знаючи про дальність до об'єкта, поглянемо на свідчення вимірювача фази і побачимо, що вони дорівнюють  $\varphi_H$  (рис. 1.4), то це означатиме, що дальність до об'єкта дорівнює в перший момент часу  $r_{H_1}$ , потім  $r_{H_2}$ , тощо. Таким чином, вимірюванню дальності, фазовим методам властива багатозначність.

Коли результат вимірювання досягне  $2\pi$  (що не відрізняється від нуля) і знов почне зростати від нуля, необхідно зафіксувати перехід через нуль. Продовжуючи спостереження і підраховуючи число переходів через нуль (позначимо як  $N$ ), в мить, коли кінцевий результат вимірювання фази дорівнює  $\Delta\varphi_K$ , можемо визначити, що дальність до об'єкта радіолокаційного спостереження зросла на величину

$$r_{\Pi} = \left( N + \frac{\Delta\varphi_K - \Delta\varphi_H}{2\pi} \right) \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (1.12)$$

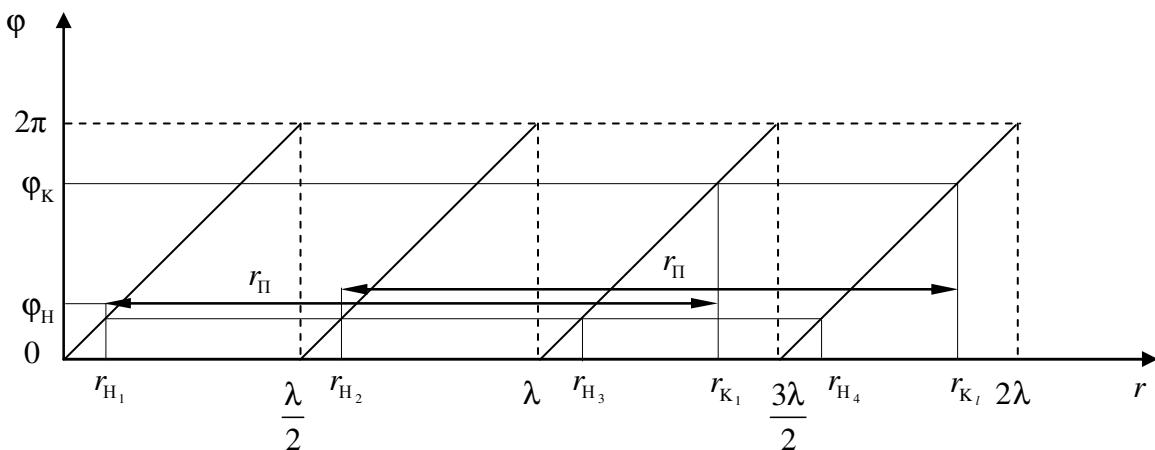


Рисунок 1.4 – До пояснення визначення приросту дальності

Повна дальність до об'єкта відповідатиме

$$r = r_0 + r_{\Pi} \quad (1.13)$$

де  $r_0$  - початкова дальність, яку необхідно знати з апіорної інформації від іншого джерела.

Але ці переваги частково нівелюються наявністю цілого ряду недоліків, серед яких можна виділити такі. Якщо на шляху поширення електромагнітної хвилі зустрінеться не один об'єкт, а хоч щонайменше два, то від кожного з них на радіодальномір прийде відбитий сигнал з різницею фаз, що визначається дальністю до цього об'єкта, та амплітудою, залежною від дальності і площі його відзеркалювальної поверхні. Два сигнали, відбиті від вказаних об'єктів, складуться в антені та утворять деякий результуючий сигнал, фаза якого буде складною функцією фаз і амплітуд складових коливань. Їх амплітуди заздалегідь невідомі і можуть вважатися випадковими, що і забезпечує випадковість фази результуючого сигналу на вході приймача.

Вимірювач фази дальноміра буде визначати різницю фаз цього результуючого і початкового зонduючого сигналів, яка досить складним і випадковим чином залежить від дальності до об'єктів і ефективних віддзеркалювальних поверхонь. При цьому фазовий дальномір вимірюватиме дальність до якогось неіснуючого об'єкта, яка пропорційна вказаній різниці фаз результуючого і зонduючого сигналів.

Таким чином, за наявності вже двох об'єктів, результат вимірювання дальності фазового радіодальноміра потенційно може бути помилковим. Отже, даний фазовий радіодальномір може вимірювати дальність лише до одного об'єкта, тобто не володіє здатністю визначати дальності до двох і більш рознесених об'єктів або, як то кажуть, не має роздільної здатності за дальністю.

Ще одним недоліком базової реалізації фазового методу радіодальнометрії є проникнення зонduючого сигналу з передавальної антени безпосередньо в приймальну (через бічні пелюстки діаграм направленості). Потужність прямого сигналу передавача на багато порядків вища за потужність сигналу, відбитого від об'єкта. У часі обидва сигнали перекриваються, зважаючи на безперервність випромінювання кожного з них. Тому достатню ізоляцію приймальної антени від випромінюваного сигналу практично не можливо реалізувати ні екрануванням антен, ні рознесенням їх на десятки і сотні метрів. Проникаючий в приймач зонduючий сигнал рівнозначний сигналу, відбитому від дуже великого об'єкта (допустимо об'єкта навколишнього рельєфу) і призводить до зниження відношення сигнал/шум на вході приймача.

#### **4. ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ФАЗОВИХ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ**

Для підвищення ефективності фазових методів вимірювання дальності необхідно прийняти ряд додаткових заходів з вирішення неоднозначності визначення відстані в умовах впливу такого чинника, як обмеження на параметри використовуваного зонduючого сигналу. Дійсно, фазовий метод в своїй базовій реалізації не містить жодних механізмів для потенційного усунення недоліків.

Для вирішення цього завдання застосовують різні методи підвищення ефективності, які можуть бути об'єднані в дві великі групи:

- 1) фазові методи радіодальнометрії з модуляцією несучого коливання;
- 2) багаточастотні методи радіодальнометрії.

В останньому випадку використовують декілька масштабних частот. Це дозволяє усунути невизначеність за цілими значеннями довжин хвиль у діапазоні від 0 до якогось максимального значення  $r_{\max}$ . Якщо вимірювані дальності перевершують  $r_{\max}$ , то забезпечення однозначності вимірювання не гарантується.

Крім того, підвищення дальності дії РЛС з фазовими дальномірами, як і інших реалізацій, може бути забезпечено переходом до радіосистем з відповіддю (пасивним, активним або напіваактивним).

#### 4.2 Фазовий радіодальномір з модуляцією несучого коливання

Передавальна антена випромінює радіохвилі несучої частоти  $f_0$ , що модулюються по амплітуді гармонічними коливаннями низької частоти  $F$ , а порівняння фаз випромінюваного і відбитого сигналів здійснюється на частоті обвідної  $F_M$  цих сигналів. Пропорційно зменшенню масштабної частоти від  $f_0$  до  $F_M = F$  (збільшенню масштабної довжини хвилі  $\lambda_M$ ) зростає однозначно вимірювана дальність  $r_{\text{одн}}$ . Наприклад, при частоті модуляції  $F = 300$  Гц довжина хвилі  $\lambda_M = c/F = 3 \cdot 10^8 / 300 = 10^6$  м і  $r_{\text{одн}} = 0.5 \lambda_M = 0.5 \cdot 10^6 = 5 \cdot 10^5$  м.

Принцип дії фазового радіодальноміра з модуляцією несучого коливання полягає в наступному. У передавачі дальноміра (рис. 1.5) коливання генератора високої частоти модулюються за амплітудою коливаннями генератора масштабної частоти. Відбиті від об'єкта коливання з АМ підсилюють і демодулюють амплітудним детектором (АМ приймач).

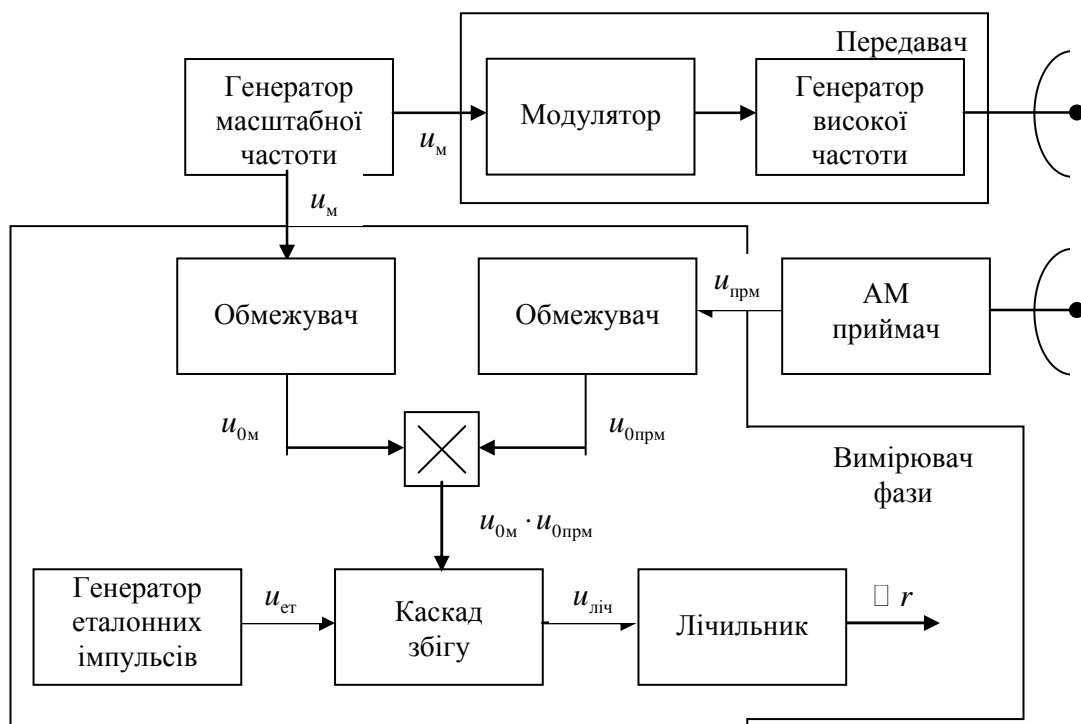


Рисунок 1. 5 - Фазовий радіодальномір з модуляцією несучого коливання

Отже, вихідна напруга приймача  $u_{\text{прм}}$  має частоту, що дорівнює масштабній частоті  $\Omega_M = 2\pi F_M$ , але відрізняється за фазою від напруги  $u_M$  на  $\Omega_M t_3$ . Цей фазовий зсув вимірюється пристроєм вимірювання фази.

На функціональній схемі показаний нестежачий вимірювач фази з дискретним рахуванням дальності. В такій реалізації вимірювання зводиться до рахунку числа еталонних імпульсів  $N_{em}$ , що генеруються за час затримки сигналу (рис. 1.6). Очевидно, що період цих імпульсів  $T_{em}$  має бути строго стабільним і істотно менше запізнювання сигналу  $t_3$  навіть при мінімальній дальності до об'єкта радіолокаційного спостереження.

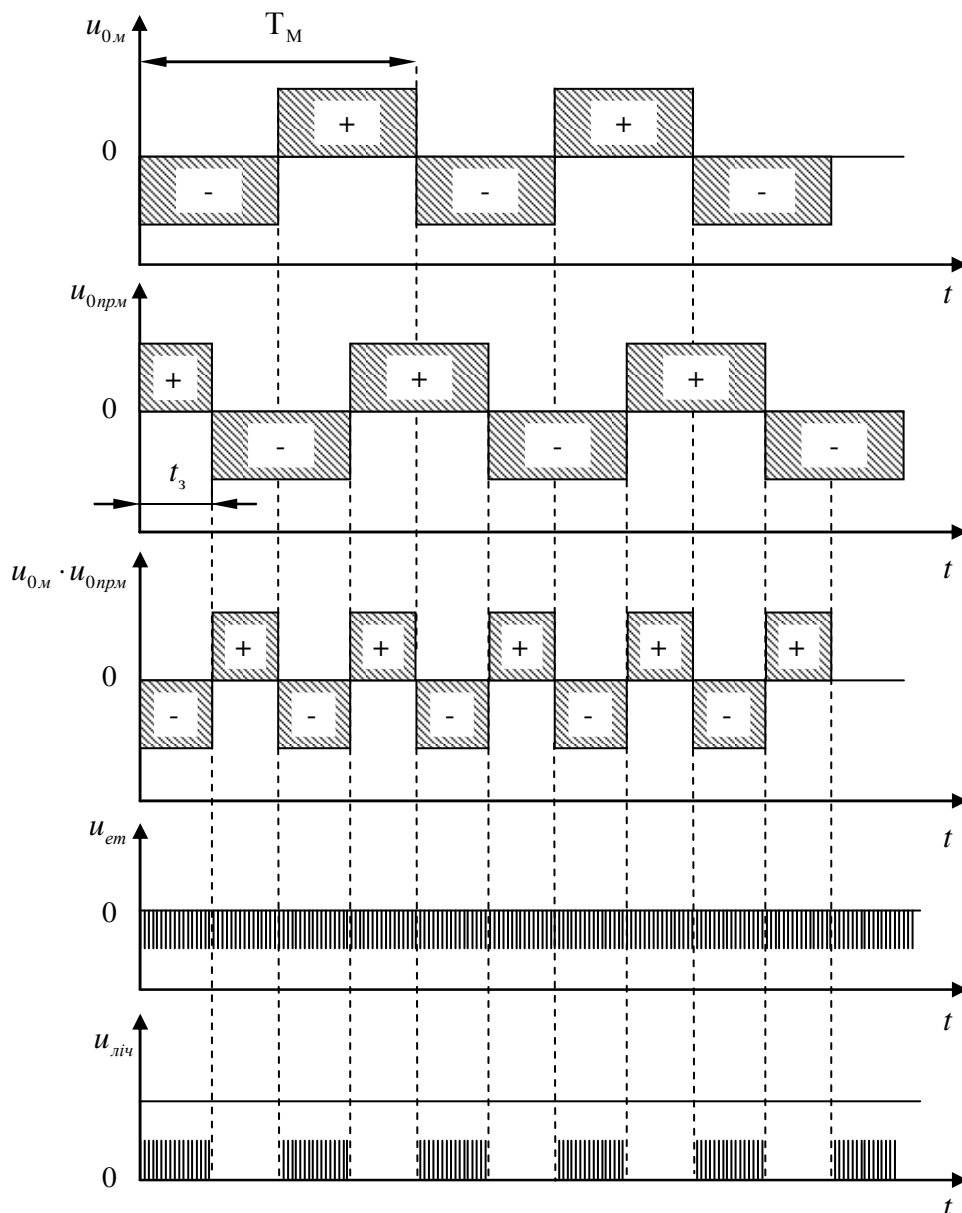


Рисунок 1.6 - Часові діаграми напруги фазового дальноміра з модуляцією несучого коливання

Порівнювані за фазою синусоїдальні напруги  $u_M$  і  $u_{\text{прм}}$  перетворюються амплітудними обмежувачами в прямокутні коливання  $u_{0,M}$  і  $u_{0,\text{прм}}$ , які потім перемно-

жують, щоб отримати коливання негативної полярності протягом часу  $t_3$  і позитивної полярності в останню частину напівперіоду модуляції. Каскад збігу має два входи: на один від генератора негативних еталонних імпульсів поступають коливання  $u_{em}$ , а на іншій від перемножувача коливань  $u_{0m}$  і  $u_{0прм}$ .

Оскільки обидва збігаються за знаком лише в інтервалі часу  $t_3$ , то еталонні імпульси  $u_{em}$  проходять до лічильника пачками по  $N_{em} = t_3 / T_{em}$  імпульсів і цифровий лічильник пропорційно вказує дальність до об'єкта:

$$r = \frac{ct_3}{2} = \frac{cN_{em}T_{em}}{2} = \frac{cN_{em}}{2F_{em}} \quad (1.14)$$

Помилка дискретності вимірювача відповідає періоду еталонних імпульсів:

$$\Delta r = \pm \frac{cT_{em}}{2} = \pm \frac{c}{2F_{em}} \quad (1.15)$$

Збільшення частоти  $F_{em}$  зменшує помилку  $\Delta r$ , але ускладнює реалізацію рахунку імпульсів. При  $F_{em} = 10^7$  Гц маємо

$$\Delta r = \pm \frac{c}{2F_{em}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^7} = 15 \text{ м.}$$

### 4.3 Багаточастотні фазові дальноміри

Протиріччя у виборі масштабної частоти вирішують використанням багаточастотного відліку: подібно до вимірювання часу за допомогою годинникової, хвилинної і секундної стрілок, дальність визначають одночасно або послідовно за допомогою грубої шкали, що відповідає найнижчій модулюючій частоті  $F_{M_1}$ , і точнішої шкали, що відповідає масштабній частоті  $F_{M_2}$ , яка кратна  $F_{M_1}$ . Якщо потрібне вимірювання за ще більш точнішими шкалами, тоді використовують ряд масштабних частот  $F_M = F_{M_3}, F_{M_4}, \dots, F_{M_n}$ .

Частоту  $F_{M_1}$  вибирають, виходячи із заданої максимально вимірюваної дальності, а найбільшу масштабну частоту згідно необхідної точності вимірювань. При цьому число шкал має бути таким, щоб при перерахунку даної помилки на найближчу точну шкалу максимальна фазова помилка шкали не перевищила  $2\pi$ .

Вибір кількості частот при багаточастотній реалізації фазового дальноміра залежить від розрахункової максимальної дальності дії і від мінімальної необхідної точності визначення дальності до об'єкта при заданих параметрах РЛС.

Співвідношення між  $N$  робочими частотами фазового дальноміра теж є не випадковим, а детермінованим, що вибирають за наступним законом:

$$\begin{cases} f_N = n_N \cdot f_{N-1} & \text{при } N > 1 \\ f_N = f_1 & \text{при } N = 1 \end{cases} \quad (1.16)$$

де  $n_N$  - ціле число, що є коефіцієнтом пропорційності між відповідними робочими частотами.

У загальному випадку, розглядають два варіанти реалізації багаточастот-

них фазових дальномірів: з безпосереднім випромінюванням і з перенесенням на несучу частоту.

Перший варіант реалізації застосовується вкрай рідко, що викликане його головним недоліком - істотна відмінність в  $N$  масштабних довжинах хвиль різних каналів дальноміра (вибраних кратними між собою, при чому коефіцієнт пропорційності має бути чималим для забезпечення необхідної точності шкали оцінки дальності), що не дозволяє випромінювати їх однією антеною і призводить до різних умов поширення радіохвиль. Крім того, одна з  $N$  довжин хвиль (але не завжди) відповідає такій довжині хвилі, яка не дозволяє реалізувати відповідну антену РЛС.

При другому варіанті, який ще називають методом вимірювання дальності на частоті биття, застосовують перенесення  $N$  частот на несуче коливання. Розглянемо цей метод детальніше на прикладі двочастотного дальноміра.

У двочастотних дальномірах масштабна частота утворюється в результаті биття синусоїдальних коливань двох несучих частот  $f_1$  та  $f_2$ , які генеруються з початковими фазами  $\varphi_{01}$  та  $\varphi_{02}$  в передавачі (рис. 1.7). Коливання поступають в передавач, в якому здійснюється їх паралельне або послідовне випромінювання, і в змішувач 1 (перетворювач частоти вниз) як опорні сигнали.

На виході цього змішувача формують коливання різницевої частоти  $\Delta f = f_1 - f_2$  з фазою

$$\varphi_{змі} = 2\pi(f_1 - f_2)t + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) = 2\pi\Delta f t + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) \quad (1.17)$$

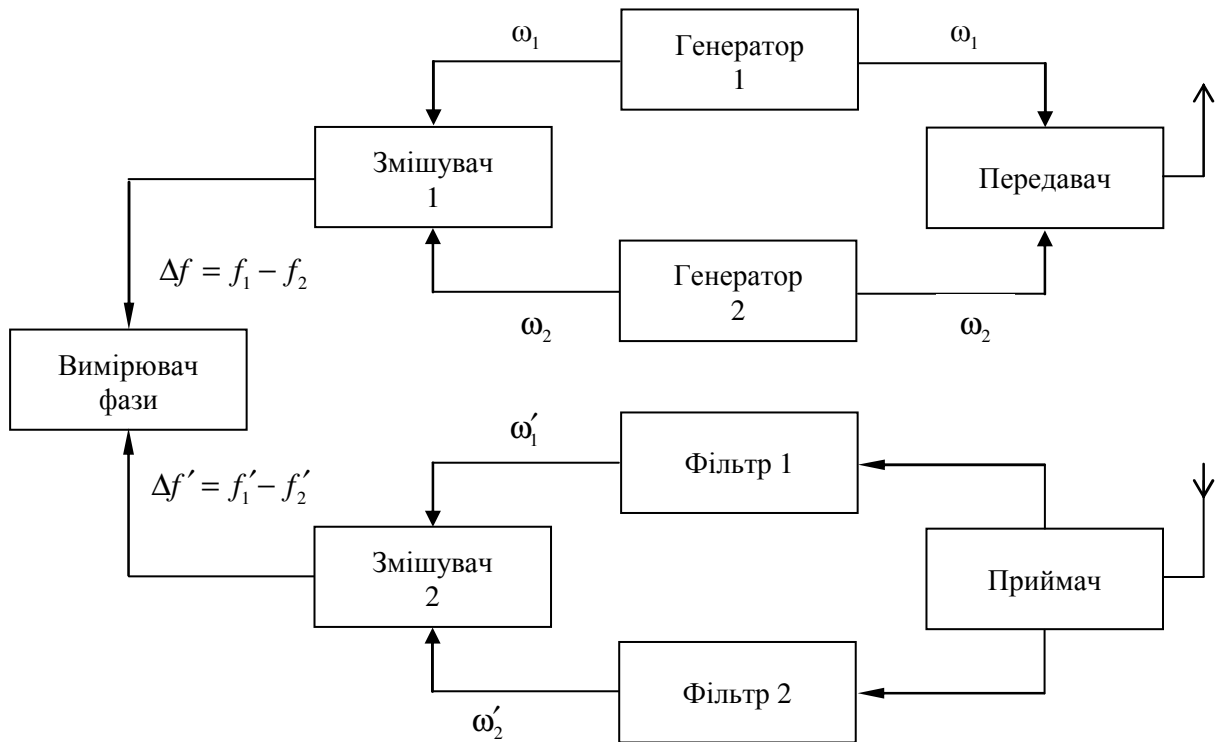


Рисунок 1.7 - Функціональна схема двочастотного фазового радіодальноміра

Відбиті від об'єкта радіолокаційного спостереження сигнали приймають

приймальною антеною, розділяють за частотами  $\omega'_1$  та  $\omega'_2 = \omega'_1 + \omega'_M$  за допомогою фільтрів і перетворюють змішувачем 2 в коливання різницевої частоти  $(\omega'_1 + \omega'_M) - \omega'_1$ . Вказана відповідність між частотами  $\omega'_1$  та  $\omega'_2$  зберігається лише за випадку, якщо значення частоти несучого коливання  $\omega'_1$  відповідає масштабній частоті. Частоти  $\omega'_1$  та  $\omega'_1 + \omega'_M$  приведені з штрихами, оскільки внаслідок проходження через тракт передавача/приймача або виникненні спотворень в процесі поширення через канал зв'язку, вони можуть відрізнитися від випромінюваних частот. Фазові зсуви, обумовлені віддзеркаленням хвиль від об'єкта і затримкою в РЛС, можна вважати однаковими. На виході змішувача 2 ці зсуви повністю віднімаються і з врахуванням часу затримки сигналу на вході приймача, тоді фазовий кут вихідної напруги

$$\varphi_{3M2} = 2\pi(f'_1 - f'_2)(t - 2r/c) + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) = 2\pi\Delta f(t - 2r/c) + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) \quad (1.18)$$

Вимірювач фази визначає різницю фаз  $\varphi_{3M1}$  і  $\varphi_{3M2}$ , виражених формулами (1.17), (1.18), і визначає дальність до об'єкта радіолокаційного спостереження згідно з виразом

$$\begin{aligned} \Delta\varphi = \varphi_{3M1} - \varphi_{3M2} &= 2\pi\Delta f(t - t + 2r/c) + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) - (\varphi_{01} - \varphi_{02}) \\ &= 4\pi \cdot \Delta f \cdot r/c = 4\pi \cdot r/\Delta\lambda \end{aligned} \quad (1.19)$$

Вимірювач фази двочастотного дальноміра не реагує на зсув за фазою, викликаний віддзеркаленням хвиль від об'єкта (тому як ці зсуви взаємно компенсуються при знаходженні різниці частот), і дозволяє отримати необхідний діапазон однозначного вимірювання дальності за рахунок малої різниці довжин хвиль  $\Delta\lambda = c/\Delta f$ , яка грає роль масштабної довжини хвилі  $\lambda_M = \Delta\lambda$ . Відповідно масштабна частота дорівнює  $F_M = \Delta f$ .

Підбором величини  $\Delta f$  обсягається однозначне вимірювання в заданому діапазоні відстаней, а багатощкальним відліком забезпечують необхідну точність. Висока стабільність і кратність частот  $F_M$  цих шкал досягається тим, що спочатку отримують різні пари частот  $f_1$  і  $f_2$  множенням та змішуванням коливань високостабільного кварцевого генератора, а потім утворюють необхідні масштабні частоти  $F_M$  як биття частот  $f_1$  і  $f_2$ .

Як вимірювач різниці фаз можуть використовувати вимірювачі фаз різних типів. У одному з них (рис. 1.8) випромінюване  $u_{M1}(t)$  і прийняте  $u_{M2}(t)$  коливання масштабної частоти перетворюють в послідовності імпульсів тієї ж частоти, які зсунуті один відносно одного на часовий інтервал  $\Delta t_\varphi = \Delta\varphi/\omega_M$ . Вказані послідовності подають на пристрій вимірювання часового інтервалу  $\Delta t_\varphi$ , який працює як пристрій вимірювання часу затримки. З виходу лічильника пристрою вимірювання  $\Delta t_\varphi$  дальність зчитується у вигляді цифрового коду  $n_r$ .



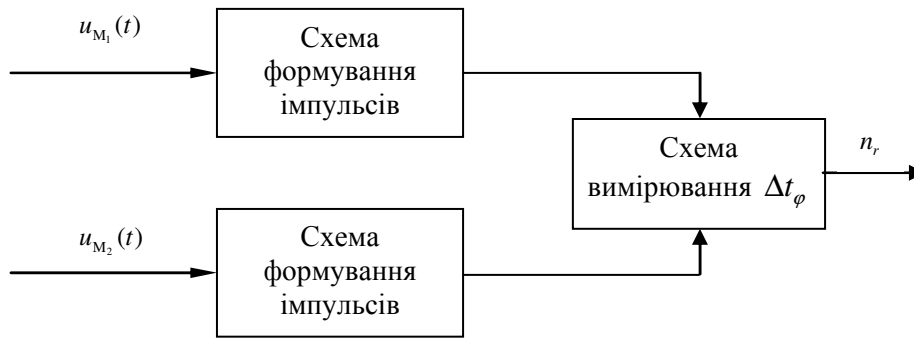


Рисунок 1.8 – Реалізація вимірювача фази

Помилка вимірювання різниці фаз  $\sigma_{\Delta\varphi}$  і відповідна до неї помилка вимірювання дальності  $\sigma_r$  зв'язані співвідношенням

$$\sigma_r = c \cdot \sigma_{\Delta\varphi} / 2\omega_M$$

Якщо помилка  $\sigma_r$  не має перевищувати якогось значення  $\sigma_{r_{\max}}$ , то при заданій помилці  $\sigma_{\Delta\varphi}$  вимірювання різниці фаз масштабна частота  $\omega_M$  повинна задовольняти умові

$$\omega'_M \geq \frac{c \cdot \sigma_{\Delta\varphi}}{2\sigma_r}, \quad (1.20)$$

яке називається умовою забезпечення необхідної точності вимірювань.

Умови (1.7) і (1.20) виявляються суперечливими, якщо  $\omega'_M > \omega_M$ . Це означає, що при одній масштабній частоті не можна одночасно забезпечити необхідну точність і однозначність вимірювань дальності. В цьому випадку застосовуються багатошкальні вимірювачі.

У багатошкальному фазовому дальномірі замість однієї використовується декілька масштабних частот  $\omega_{M_1}, \omega_{M_2}, \dots, \omega_{M_n}$ . Найменша з масштабних частот визначає найбільш грубу шкалу визначення дальності і вибирається з умови однозначності вимірювань (1.7). Наступна, вища масштабна частота визначає другу, точнішу шкалу дальності. Ця частота вибирається так, щоб інтервал однозначного вимірювання дальності за другою шкалою перевищував подвоєне значення максимальної помилки вимірювань за першою шкалою. Лише за цієї умови, яка називається умовою узгодження суміжних шкал, можна уникнути грубих помилок вимірювань, кратних інтервалу однозначності за точнішою шкалою.

Якщо помилка вимірювання дальності за другою шкалою перевищує допустиме значення  $\sigma_{r_{\max}}$ , то вимірювання виконуються за третьою, ще точнішою шкалою. Третя масштабна частота також має задовольняти умові узгодження суміжних шкал, тобто інтервал однозначних вимірювань при цій масштабній частоті має перевищувати подвоєне значення максимальної помилки вимірювань на другій шкалі. Якщо помилка вимірювання за третьою шкалою також виявляється недопустимо великою, то використовується четверта частота, тощо. Користуючись сукупністю відліків дальності за всіма шкалами багатошкального дальноміра, можна виміряти дальність з помилкою, визначуваною найбільш точною шкалою, і з інтервалом однозначності, який визначається найбільш грубою першою шкалою.

## ДОМАШНЄ ЗАВДАННЯ

1. Визначити робочу частоту радіодальноміра, що працює за фазовим методом в його базовій реалізації, за умови, що сигнал, відбитий від об'єкта, після його випромінювання поступив в антену РЛС через  $t_3 = ((N \cdot 10) + 25 \cdot M)$  мс, де  $N$  - порядковий номер студента в списку групи,  $M$  - номер групи.

2. Два дальноміра, що розташовані в одній точці, вимірюють відстань до одного об'єкта. Дальномір 1 працює на частоті  $f_1 = (N \cdot 10)$  кГц, дальномір 2 працює на частоті  $f_2 = (N \cdot 5)$  МГц ( $N$  - порядковий номер студента в списку групи). Дальномір 1 фіксує значення різниці фаз  $\Delta\phi_1 = (N \cdot 15)$  радіан, дальномір 2 фіксує значення різниці фаз  $\Delta\phi_2 = (N + 30)$  радіан. Інтервал часу очікування приходу відбитого сигналу відповідає 0.001 с. Визначити відстань до об'єкта радіолокаційного спостереження з врахуванням можливої неоднозначності визначення відстані.

3. Визначити потенційну середньоквадратичну помилку визначення дальності фазового радіодальноміра, розрахованого на вимірювання дальності до  $r_{одн} = (N \cdot 12)$  км за грубою шкалою і за найточнішою - до  $(N + 200)$  м. Відношення сигнал/шум в каналі відповідає  $(N + 10)$  дБ ( $N$  - порядковий номер студента в списку групи).

## КЛЮЧОВІ ПИТАННЯ

1. Які основні принципи роботи систем витягання інформації?
2. Привести і пояснити тактичні і технічні характеристики систем витягання інформації.
3. В чому полягає принцип дії фазового методу вимірювання дальності в його базовій реалізації?
4. Перерахуйте і поясніть обмеження фазового методу, приведіть можливі шляхи їх усунення.
5. Які основні недоліки фазового методу вимірювання дальності до об'єкта радіолокаційного спостереження?
6. Поясніть принцип дії фазових радіодальномірів з модуляцією несучого коливання.
7. Чим визначається точність визначення дальності у фазових радіодальномірах з модуляцією несучого коливання?
8. Поясніть принцип дії багаточастотних фазових дальномірів.

## ЛАБОРАТОРНЕ ЗАВДАННЯ

При виконанні лабораторного завдання на лабораторному макеті слід вибрати номер варіанта, що відповідає номеру бригади та номеру групи.

1. Дослідження базової реалізації фазового методу радіодальнометрії.

1.1. Дослідження принципів базової реалізації фазового методу вимірювання дальності. У відповідності до значень максимальної дальності, заданої індивідуальним варіантом лабораторного завдання, визначити параметри зондуючого сигналу фазового дальноміра (частота і відповідна довжина хвилі, необхідна потужність сигналу). Оцінити точність визначення дальності, що забезпечується при цих параметрах, записати умову однозначності визначення дальності для певних параметрів фазового дальноміра і зробити висновки про можливість реалізації за визначених параметрів зондуючого сигналу в реальних РЛС.

1.2. Дослідження роздільної здатності за дальністю базової реалізації фазового методу вимірювання дальності. Встановити на лабораторному макеті кількість об'єктів, що відповідає двом, та визначити параметри зондуючого сигналу для однозначного вимірювання дальності до максимально віддаленого об'єкта. За результатами виконання зробити висновки щодо роздільної здатності фазового методу радіодальнометрії.

1.3. Дослідження використання фазового методу вимірювання дальності для оцінки приросту дальності до об'єкта радіолокаційного спостереження. Відповідно до індивідуального варіанту лабораторного завдання і при параметрах РЛС, визначених в п.1.1, побудувати діаграму приросту дальності.

2. Дослідження фазового методу вимірювання дальності з модуляцією носійного коливання.

2.1 Відповідно до варіанта лабораторного завдання визначити значення масштабної частоти і потужності зондуючого сигналу, що забезпечують ви-

мірювання дальності до об'єкта спостереження радіолокації. Записати умову однозначного визначення дальності при визначених в даному пункті характеристиках вимірювача фази. Занести в протокол часові діаграми на виході генератора масштабної частоти, генератора високої частоти, АМ приймача, обмежувача, перемножувача, генератора еталонних імпульсів та каскаду збігу.

2.2 Оцінити залежність похибки визначення дальності від частоти еталонних імпульсів вимірювача фази і від відношення сигнал/шум в каналі. Визначити частоту еталонних імпульсів лічильника, що забезпечує необхідну точність визначення дальності.

2.3 Дослідження дальності дії РЛС, що її можливо забезпечити для вимірювання дальності фазовим методом з модуляцією несучого коливання при можливих реалізаціях: з активною відповіддю, з пасивною відповіддю, в напів-активних системах РЛС.

3. Дослідження багаточастотного фазового методу вимірювання дальності. Синтез і аналіз пристрою проводити при двох варіантах реалізації з безпосереднім випромінюванням і з перенесенням на несучу частоту.

3.1 Дослідження принципів вибору параметрів багаточастотного фазового дальноміра. Відповідно до варіанту лабораторного завдання визначити значення випромінюваних і масштабних частот багаточастотного фазового дальноміра при тришкальному відліку, що забезпечують вимірювання із заданою точністю відстані до об'єкта спостереження радіолокації, розташованого на заданій відстані від станції радіолокації. Записати умову однозначного визначення дальності при визначених в даному пункті характеристиках вимірювача фази.

3.2 Дослідження характеристик елементів багаточастотного фазового дальноміра. Відповідно до параметрів, визначених в п.3.1 лабораторного завдання, дослідити спектри на виході змішувачів передавального і приймального трактів РЛС, АЧХ і ФЧХ розділових фільтрів, що забезпечують необхідну розв'язку в приймачі.

3.3 Дослідження характеристик багаточастотного фазового дальноміра. Оцінити величину середньоквадратичної помилки вимірювання дальності при параметрах фазового дальноміра, визначених в п.3.1 і п.3.2, а також основні тактико-технічні характеристики РЛС. Занести в протокол часові діаграми на виході передавачів фазового дальноміра, розгалужувачів у приймачі, змішувачів приймально-передавального тракту і на виході вимірювача фази.

## Лабораторна робота № 2

### РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ЧАСТОТНИЙ МЕТОД РАДІОДАЛЬНОМЕТРІЇ

**Мета роботи:** вивчення принципів вимірювання дальності до об'єкта радіолокаційного спостереження частотним методом при різних реалізаціях, вимірювання (оцінка) параметрів зондуючого сигналу в приймачі РЛС з ЧМ, основних особливостей і характеристик частотних радіодальномірів з можливістю розрізнення об'єктів радіолокаційного спостереження за дальністю.

#### КЛЮЧОВІ ПОЛОЖЕННЯ

##### 1. ВСТУП

Частотний метод радіодальнометрії широко застосовується в авіації, і зокрема, в деяких варіантах систем запобігання зіткнення, які надають екіпажу повітряного судна інформацію про небезпеку зіткнення з іншим літальним апаратом або наземним об'єктом. Використання частотного методу дозволяє порівняно простими засобами при мінімальній випромінюваній потужності отримати як необхідну роздільну здатність за дальністю, так і прийнятну точність вимірювання відстаней до об'єкта радіолокаційного спостереження.

##### 2. ПРИНЦИП БАЗОВОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ЧАСТОТНОГО МЕТОДУ РАДІОДАЛЬНОМЕТРІЇ

Частотний метод радіодальнометрії базується на використанні частотної модуляції (ЧМ). Таким чином, цей метод характеризується безперервним випромінюванням зондуючого сигналу. Модуляція дозволяє розрізнити прямий і відбитий сигнали за різницею їх частот і тим самим не лише виявляти об'єкт радіолокаційного спостереження, але і виміряти до нього дальність. При використанні ЧМ здійснюється вимірювання приросту частоти передавача під час поширення сигналу до об'єкта радіолокаційного спостереження і назад.

Якщо передбачити, що частота передавача  $f_n(t)$  може змінюватися за лінійним законом, то зміна частоти відбитого сигналу  $f_c(t)$  запізнюватиметься на час, що відповідає часу затримки  $t_3 = 2r/c$  (рис. 2.1).

В результаті змішування цих коливань утворюються биття (періодична або аперіодична зміна частоти), обвідна яких є чисто гармонічним коливанням, тобто її спектр складається з однієї спектральної лінії (рис. 2.2). Величину приросту частоти (частота биття  $f_0$ ), що пропорційна дальності, легко визначити з рис. 2.1 таким чином

$$f_0 = t_3 \cdot \frac{df_n}{dt} = \frac{2df_n / dt}{c} r. \quad (2.1)$$

На практиці використовуються різні види періодичної модуляції ЧМ сигналу, наприклад: симетричний та несиметричний пилкоподібні закони (рис. 2.3,а,б), синусоїдальний закон (рис. 2.3,в).

На цих рисунках масштаб не витриманий, оскільки завжди частота несучого коливання  $f_0 > \Delta f_m$ , де  $\Delta f_m$  - девіація частоти.

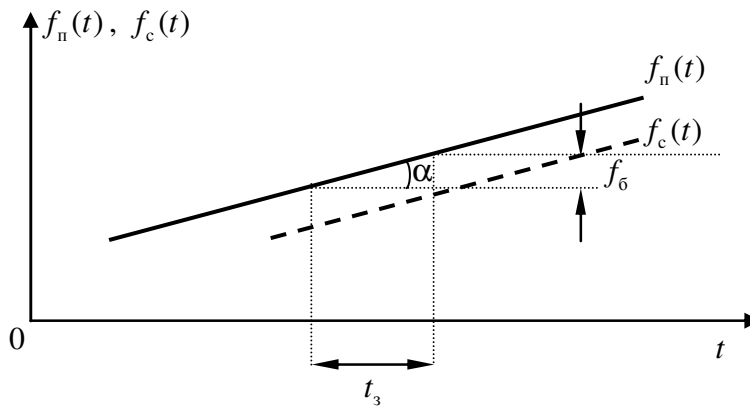


Рисунок 2.1 – Співвідношення частот в передавачі і приймачі РЛС вимірювання дальності з ЧМ

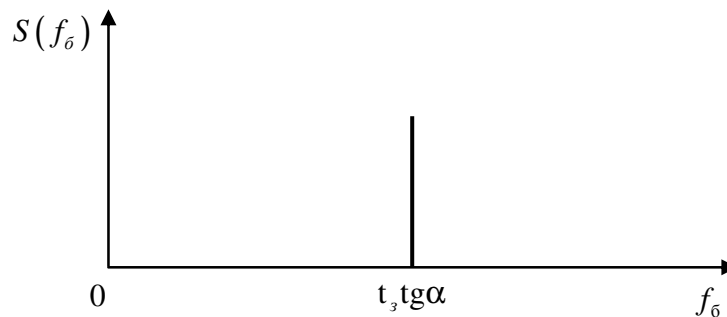


Рисунок 2.2 - Частота биття при лінійній зміні частоти

**Особливості симетричного пилкоподібного закону модуляції.** Розглянемо випадок симетричного пилкоподібного закону змінення ЧМ-сигналу.

Закон модуляції зонduючого сигналу в разі симетричного пилкоподібного закону модуляції описується таким чином:

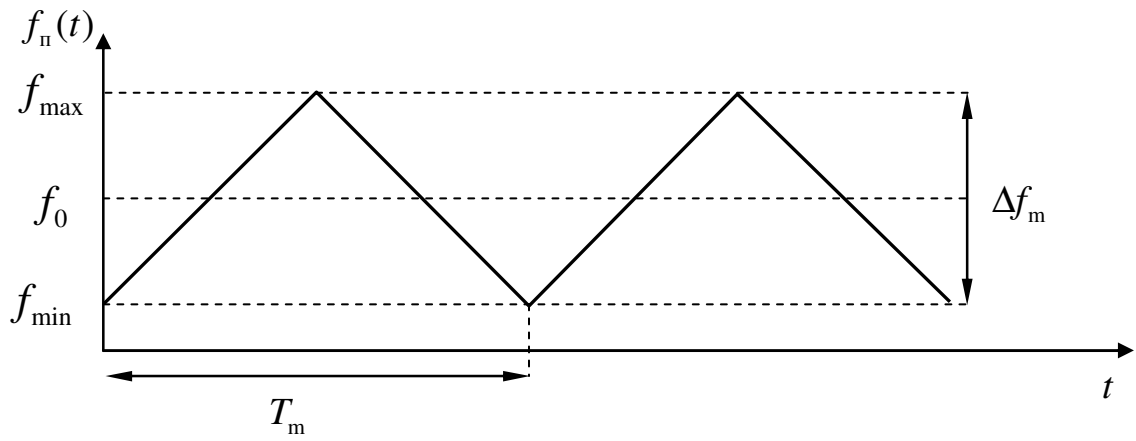
$$f_1(t) = \begin{cases} f_0 - \Delta f_m / 2 + 2\Delta f_m t / T_m & \text{при } 0 < t < T_m / 2 \\ f_0 + \Delta f_m / 2 - 2(\Delta f_m t / T_m)(t - T_m / 2) & \text{при } T_m / 2 < t < T_m \\ f_1(t + kT_m) & \text{при будь-якому } t \end{cases} \quad (2.2)$$

де  $f_0$  - центральна (несуча) частота ЧМ сигналу;

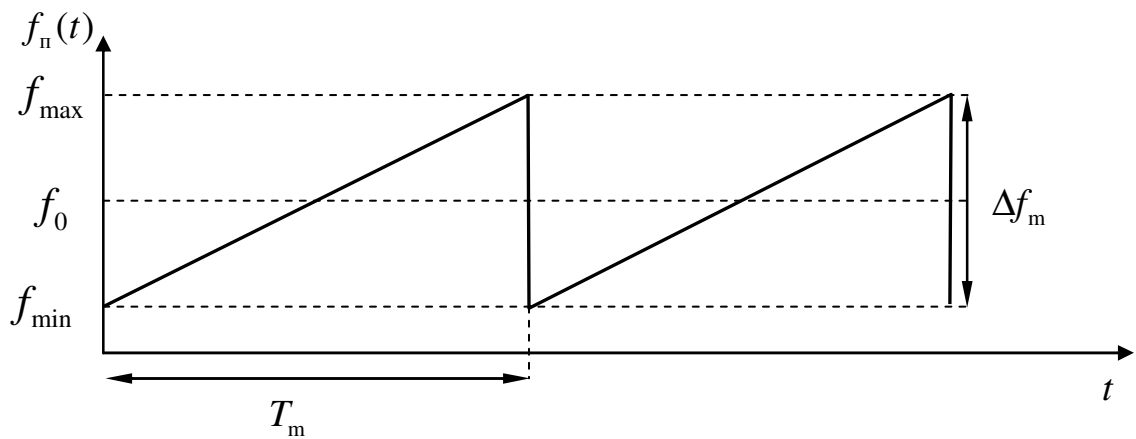
$\Delta f_m = f_{\max} - f_{\min}$  - девіація частоти;

$T_m$  - період частотної модуляції.

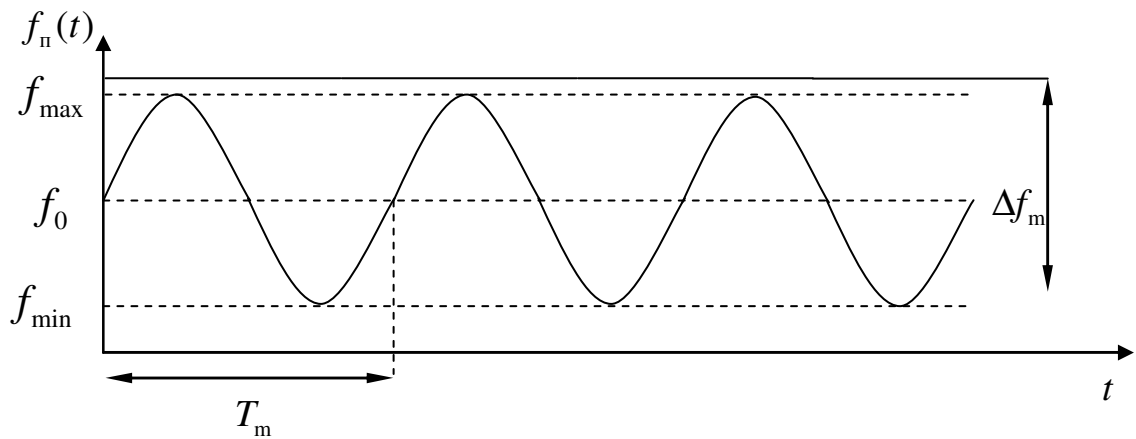
Узагальнену структурну схему такої РЛС (дальноміра) подано на рис. 2.4. Генератор модулюючого сигналу формує послідовність пилкоподібних імпульсів із заданими параметрами, якою модулюють за частотою зонduючий сигнал. Крім того, сигнал передавача подають на вхід приймача (у змішувач) за спеціальною лінією. Відбитий від нерухомого об'єкта радіолокаційного спостереження сигнал, що також подають на вхід приймача, запізнюється на час  $t_3$  (рис. 2.5,а). В результаті змішування двох коливань на вході приймача утворюються биття.



а)



б)



в)

Рисунок 2.3 – Закон змінення модульованого сигналу при частотному методі вимірювання дальності:  
 а) симетричний пилкоподібний; б) несиметричний пилкоподібний  
 в) синусоїдальний

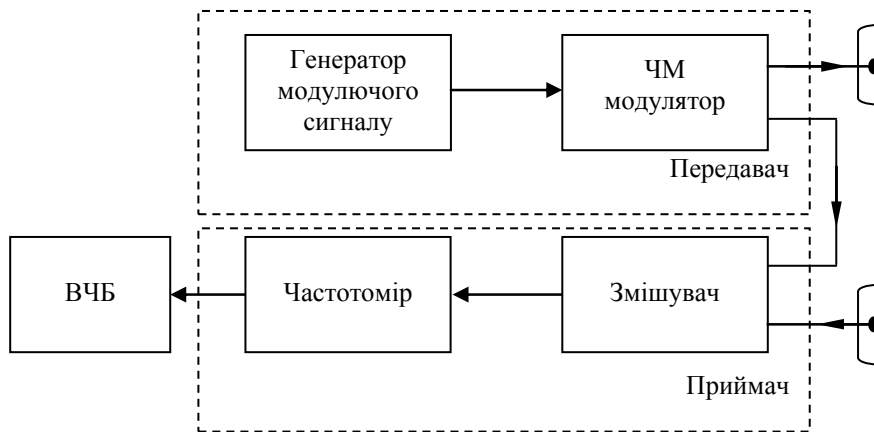


Рисунок 2.4 – Узагальнена структурна схема РЛС вимірювання дальності з ЧМ

Миттєва частота биття дорівнює абсолютному значенню різниці миттєвих значень частот випромінюваного і відбитого сигналів  $|f_6(t)| = |f_n(t) - f_c(t)|$ , хоча формально можна враховувати знак частоти  $f_6(t)$ . Сказане ілюструється рис. 2.5 б,в. Частоту биття, яка протягом значної частини періоду модуляції  $T_m$  залишається постійною, назвемо основною. Значення цієї частоти, як видно з рис. 2.5,а і формули (2.1), дорівнює

$$f_{6_0} = \gamma t_3 \quad (2.3)$$

Швидкість змінення частоти відповідає

$$v_m = df_n / dt = 2\Delta f_m \cdot f_m$$

де  $\Delta f_m$  - девіація частоти,

$f_m = 1/T_m$  - частота модуляції),

Основна частота биття

$$f_{6_0} = \frac{4\Delta f_m \cdot f_m \cdot r}{c} \quad (2.4)$$

При цьому, як правило, частота  $\Delta f_m$  складає декілька десятків мегагерц, а  $f_m$  - сотні герц.

Функція  $|f_6(t)|$  (рис. 2.5, в) відрізняється від  $f_{6_0}$ . Невеликі відрізки часу, рівні часу запізнювання  $t_3$ , протягом яких частота не залишається постійною (рис. 2.5, в), називають *зонами обернення*. У середніх точках цих зон функція  $f_6(t)$  проходить через нуль. Вплив зон обернення тим менше, чим більше виконується нерівність  $T_m \gg t_3$ .

Для пояснення фізичних процесів у цій схемі використовують векторний метод подання модульованого сигналу (рис. 2.6). Нехай опорний вектор  $U_0$ , що характеризує зондуєчий сигнал, закріплено на площині, а вісь проєкцій обертається із змінною циклічною частотою в передавачі  $\omega_n(t) = 2\pi f_n(t)$  за годинниковою стрілкою.



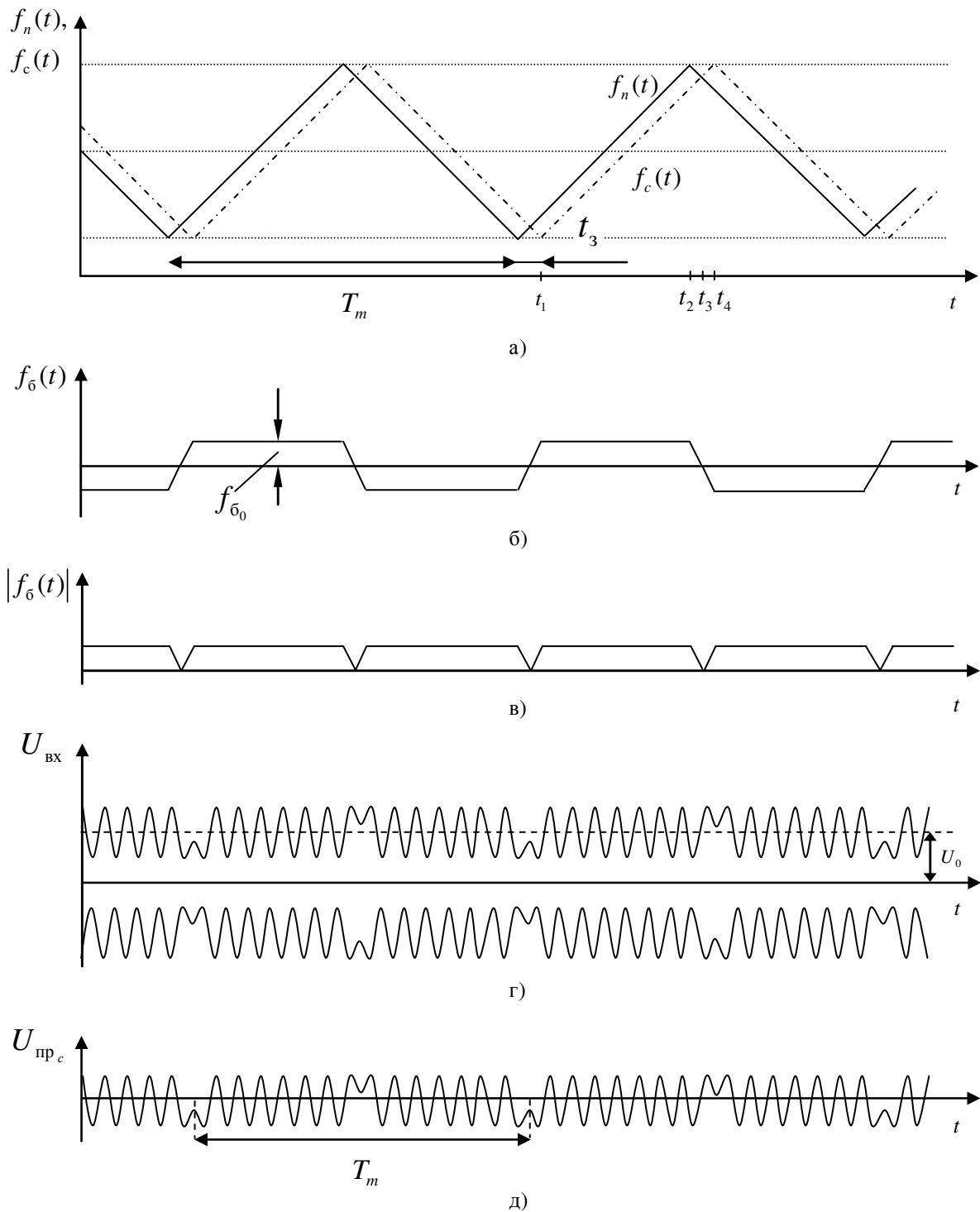


Рисунок 2.5 – Часові діаграми роботи РЛС вимірювання дальності з частотною модуляцією

Вектор  $U_c$ , що відповідає сигналу на вході приймача, обертається відносно  $U_0$  з різницевою частотою, тобто з частотою биття  $f_6(t) = f_n(t) - f_c(t)$ . Напрямок обертання визначається знаком  $f_6(t)$ . При  $f_c(t) < f_n(t)$  вектор  $U_c$  обертається за годинниковою стрілкою, а при  $f_c > f_n$  проти.

На проміжку часу  $(t_1, t_2)$  на рисунку 5, а вектор  $U_c$  обертається за годинниковою стрілкою з постійною швидкістю. В інтервалі  $(t_2, t_3)$  обертання вектора

$U_c$  сповільнюється, і в точці  $t_3$  він зупиняється, після чого починає обертатися у зворотному напрямі із зростаючою швидкістю. Після точки  $t_4$  швидкість обертання цього вектора знов стає постійною, тощо.

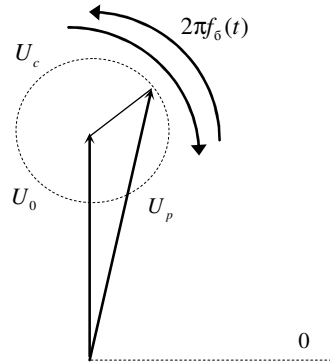


Рисунок 2.6 – Векторна діаграма

Результуючий вектор  $U_p$  здійснює *коливальні рухи*, визначувані положенням вектора  $U_c$ . Довжина вектора  $U_p$  характеризує амплітуду биття на вході приймача  $U_{вх}$  (рис. 2.5, з).

Після детектування в змішувачі виділяється та обвідна биття, що зазвичай називають перетвореним сигналом  $U_{пр_c}$  (рис. 2.5, д). Перетворений сигнал має постійну частоту  $f_{\sigma_0}$ , виключаючи ділянки тривалістю  $t_3$ , віддалені один від одного на відстані  $T_m/2$ , усередині яких його фаза змінюється на  $180^\circ$ . Щоб визначити дальність, необхідно виміряти  $f_{\sigma_0}$ . Для цього може бути використаний аналізатор спектра. В разі одиночного об'єкта радіолокаційного спостереження часто застосовується простіший частотомір, що працює за принципом рахунку числа періодів (нулів).

**Спектр перетвореного сигналу.** Розглянемо структуру спектра перетвореного сигналу (рис. 2.5, д). Передбачимо, що вимірювання (спостереження) здійснюється протягом інтервалу часу  $T_B > T_m$ . При цьому можна вважати, що сигнал складається з окремих імпульсів з періодом  $T_m$ . Спектр такої послідовності імпульсів є дискретним, інтервал між окремими спектральними лініями дорівнює частоті повторення  $f_m = 1/T_m$ . Амплітуди спектральних складових вписуються в обвідну спектра одиночного імпульсу.

Спектр одиночного імпульсу концентрується поблизу частоти  $f_{\sigma_0}$ . Що ж до впливу зон обернення, то, навіть не вдаючись до детального аналізу, зрозуміло, що це призводить до розширення обвідної спектра. Так, з рис. 2.5, д видно, що в середині інтервалу  $T_m$  є стрибок фази (зона обернення). Це дозволяє розглядати імпульс в межах інтервалу  $T_m$  що складається з двох імпульсів тривалістю  $T_m/2$ . Обвідна спектра кожного такого імпульсу розширюється вдвічі, так що головна пелюстка займатиме смугу частот від  $f_{\sigma_0} - 2f_m$  до  $f_{\sigma_0} + 2f_m$  (рис. 2.7). При цьому, поряд з основною спектральною лінією  $f_{\sigma_0}$  з'являється ряд бічних.

Таким чином, спектр перетвореного сигналу складається з дискретних ліній, що концентруються довкола частоти  $f_{\sigma_0}$ . Якщо виконується нерівність  $f_{\sigma_0} \neq n f_m$ , то спектральна лінія  $f_{\sigma_0}$  в спектрі взагалі відсутня, хоча максимум обвідної спектра залишається в точці  $f_{\sigma_0}$ . Зменшення частоти модуляції  $f_m$  збільшує концентрацію ліній спектра перетвореного сигналу поблизу частоти  $f_{\sigma_0}$ , що пропорційна дальності, і забезпечує точніше вимірювання дальності.

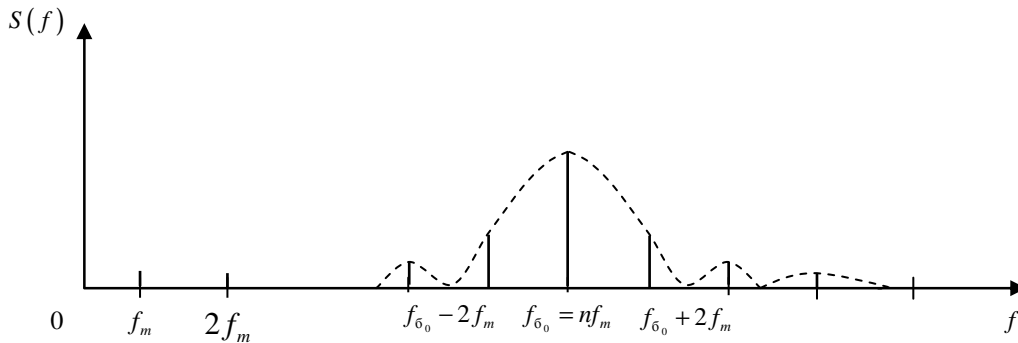


Рисунок 2.7 – Спектр ідеалізованого перетвореного сигналу

Вимірювання частоти биття  $f_{\sigma_0}$  здійснюється за положенням спектральної лінії, що має максимальну амплітуду (яка в загальному випадку може не збігатися з частотою  $f_{\sigma_0}$ ). В той же час всяку зміну відстані  $\Delta r$  можна зафіксувати лише за змінною амплітуди спектральної лінії, що віддалена від попередньої на величину  $f_m$ . Тобто зміна  $f_{\sigma_0}$ , що мінімально фіксується, дорівнює  $\Delta f_{\sigma_0} = f_m$ . Звідси витікає, що в даному випадку дискретного спектра має місце методична помилка вимірювання дальності, що відповідає (2.4).

$$\Delta r = \frac{c \Delta f_{\sigma_0}}{4 \Delta f_m \cdot f_m} = \frac{c f_m}{4 \Delta f_m \cdot f_m} = \frac{c}{4 \Delta f_m} \quad (2.5)$$

Наприклад, при девіації частоти  $\Delta f_m = 50$  МГц методична помилка відповідає  $\Delta r = 3 \cdot 10^8 / 4 \cdot 50 \cdot 10^6 = 1,5$  м.

Щоб зменшити методичну помилку, треба збільшити девіацію частоти, що, як правило, пов'язане з технічними труднощами. Девіація частоти при великих коефіцієнтах модуляції (відношення  $\Delta f_m / 2 f_m$ ) близька до ширини спектра ЧМ коливань (на певному рівні, наприклад, 0.01 при тональній модуляції). Таким чином, зменшення методичної помилки вимагає розширення спектра зондуючого сигналу. Тобто потенційна точність частотного дальноміра визначається шириною смуги частот зондуючого сигналу.

Сказане відноситься і до мінімальної дальності. Мінімальну частоту биття  $f_{\sigma_{0 \min}}$  обмежено періодом модуляції  $f_m$ , тобто  $f_{\sigma_{0 \min}} = f_m$ .

Звідси, згідно (2.4)

$$r_{\min} = \frac{c \Delta f_{\sigma_{0 \min}}}{4 \Delta f_m \cdot f_m} = \frac{c}{4 \Delta f_m}.$$

Що стосується максимальної дальності, то, виходячи з міркувань однознач-

чності вимірювання дальності, треба забезпечити, щоб  $f_{\delta_0} \leq \Delta f_m$ , при цьому

$$r_{\max} = \frac{c \Delta f_{\delta_0 \max}}{4 \Delta f_m \cdot f_m} = \frac{c}{4 f_m}$$

На практиці для зменшення впливу зон обернення  $f_{\delta_0}$  вибирають значно меншою.

При зменшенні часу вимірювання  $T_B$ , коли в межі  $T_B = T_m$  визначення дальності відбувається в межах одного імпульсу, що має суцільний спектр (обвідна на рис. 2.6), дискретність вимірювання відсутня, хоча точність відліку положення максимуму спектра знижується.

**Особливості несиметричного пилкоподібного закону модуляції.** Розглянемо деякі особливості несиметричного закону модуляції. Прийmemo тривалість зворотного ходу, що відповідає нулю. На рис. 2. 8 показані зміни частоти сигналу передавача  $f_n(t)$ , відбитого сигналу  $f_c(t)$  і частоти биття  $|f_{\delta}(t)| = |f_n(t) - f_c(t)|$ . Функцію  $f_{\delta}(t)$  в цьому випадку проведено на відповідних ділянках пунктиром.

Перетворений сигнал складається з двох груп радіоімпульсів. Перші мають тривалість  $T_m$  і несучу частоту  $f_{\delta_0}$ , другі характеризуються несучою частотою, близькою до  $\Delta f_m$ , і тривалістю  $t_3$ . Звідси витікає, що перетворений сигнал характеризується двома видами спектральних функцій. Одна має максимум обвідної на частоті  $f_{\delta_0}$ , а друга - на частоті, близькій до  $\Delta f_m$ . Остання більш розтягнута (ширина її приблизно  $2/t_3$ ) і має набагато менші амплітуди спектральних ліній. Вплив цього спектра можна практично виключити.

Порівняння рис. 2.5а,б і 2.8,а,б показує, що для заданого періоду модуляції  $T_m$  в несиметричному випадку зони обернення розташовані в два рази рідше, тобто тривалість окремих гармонічних імпульсів (рис. 2.5,б), що повторюються, в два рази більше. Тому обвідна спектра виявляється в два рази вужче, що полегшує точне вимірювання дальності. В той же час інтервал дискретності спектральних ліній в даному випадку залишається без зміни. Сказане є перевагою використання несиметричної модуляції.

Слід, проте, відзначити, що за наявності руху об'єкта до частоти биття додається доплерівський зсув частот. Розділити ці дві складові при несиметричному законі модуляції неможливо, що є його недоліком.

### 3. РЕАЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТНИХ РАДІОДАЛЬНОМІРІВ

За способом оброблення сигналів, частотні вимірювачі дальності до нерухомих об'єктів радіолокаційного спостереження (нестежачі дальноміри) поділяють на кореляційні дальноміри, дальноміри з фільтровим обробленням та з кореляційно-фільтровим обробленням. Третій варіант найбільш простий в реалізації, його і розглядатимемо надалі.

На рис. 2.9 показано узагальнену структурну схему, що реалізує частотний метод вимірювання дальності. Випромінюваний зондуєчий сигнал відбивається

ся від об'єкта, що знаходиться на відстані  $r$  від станції радіолокаційного спостереження, і поступає в приймальну антену.

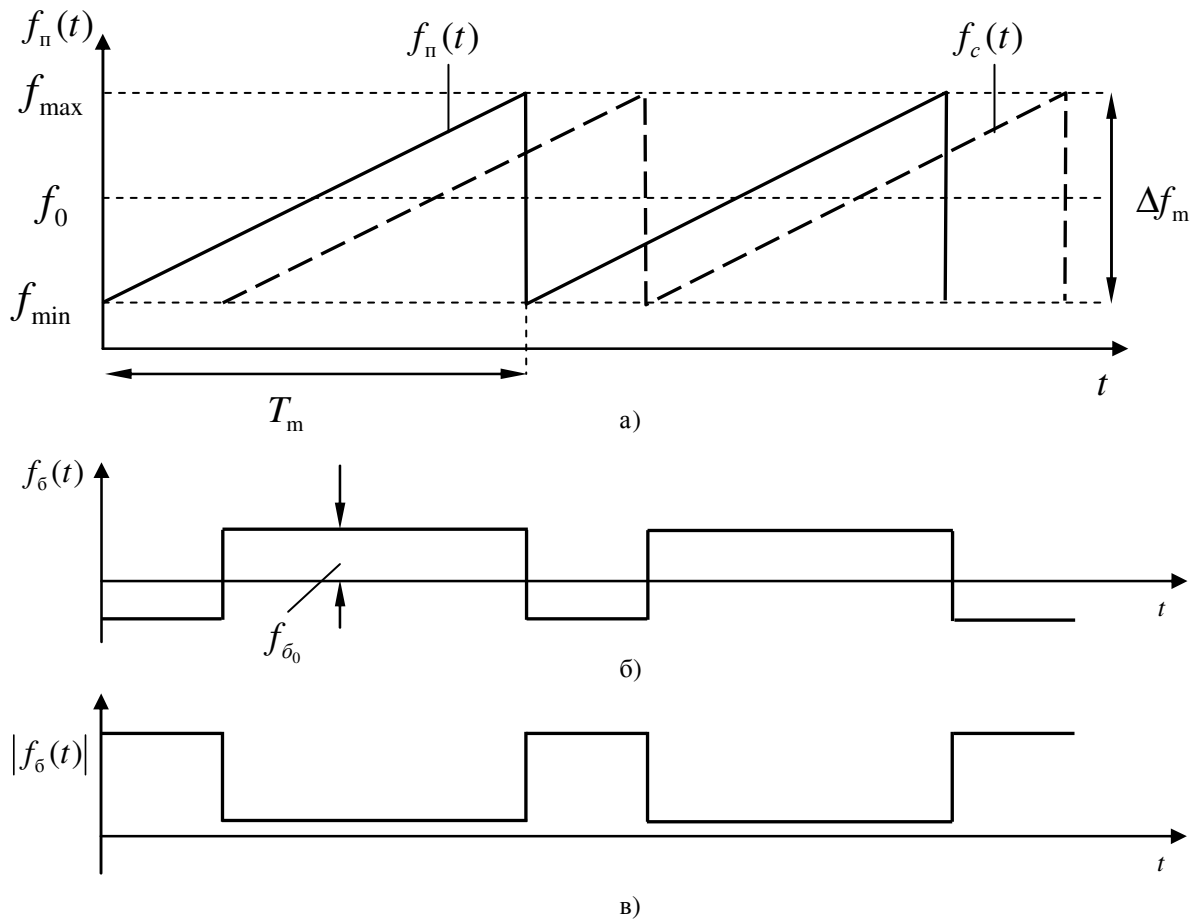


Рисунок 2.8 - Функція  $f_{\delta}(t)$  при несиметричному пилкоподібному законі модуляції зонduючого сигналу

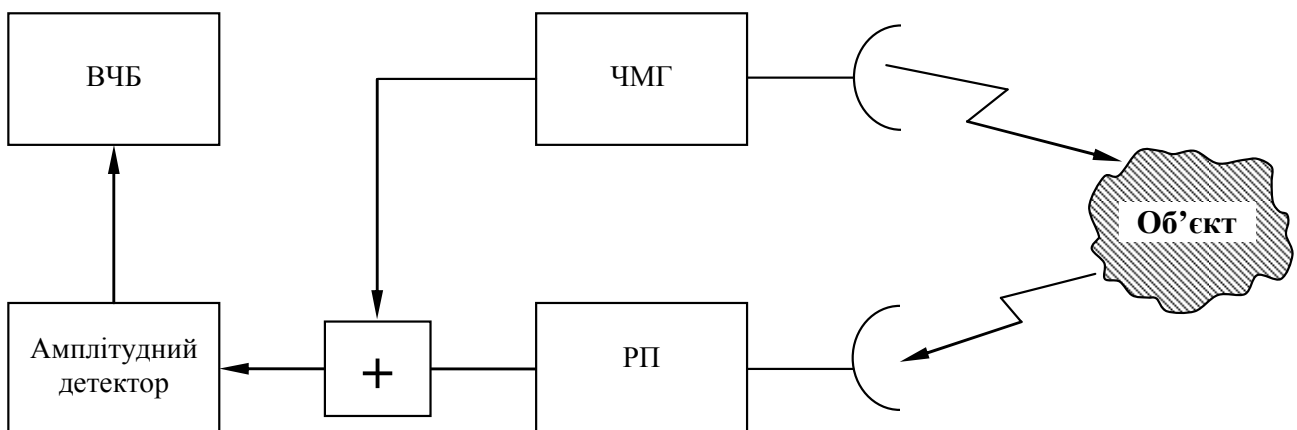


Рисунок 2.9 – Узагальнена структурна схема частотного дальноміра

Закон зміни його частоти запізнюватиметься від закону зміни частоти вихідного зонduючого сигналу на якусь величину часу затримки

$$f_2(t) = f_1(t - t_3) \quad (2.6)$$

Відбитий сигнал посилюється резонансним (смуговим) підсилювачем РП і додається до зонduючого сигналу від частотно-модульованого генератора (ЧМГ). Результуюча суміш поступає в амплітудний детектор, що виділяє об'єдну сигнал з частотою биття між зонduючим і відбитим сигналами.

Частота биття відповідає абсолютній величині від різниці частот цих сигналів:

$$f_6(t) = |f_1(t) - f_2(t)| \quad (2.7)$$

У один і той же момент часу різниця частот прямого і відбитого сигналів, тобто частота биття, визначається як

$$f_6 = \frac{2|v_m| \cdot r}{c} \quad (2.8)$$

де  $v_m$  - швидкість зміни частоти.

У один півперіод модуляції  $\frac{T_m}{2}$  частота зростає, зростає і швидкість зміни частоти  $v_m > 0$ , а в інший півперіод – навпаки; в той же час частота фізично не може бути негативною величиною. Тому у формулу (2.8) введено абсолютне значення швидкості модуляції  $|v_m|$ .

При пилкоподібному законі ця швидкість постійна і дорівнює частці від ділення частоти  $\Delta f_m$  на  $\frac{T_m}{2}$ . Тоді формулу (2.8) можна подати у вигляді

$$f_{6 \max} = 2\Delta f_m \frac{t_3}{T_m} = 4\Delta f_m \frac{r}{c \cdot T_m} \quad (2.9)$$

Вимірюючи цю частоту за допомогою вимірювача частоти биття ВЧБ (рис. 2.9), можна визначити дальність. Лінійний закон зміни частоти  $f_3$  порушується на ділянках протяжністю  $t_3$ , в середині яких різницева частота проходить через нульове значення. Проте, якщо максимальне запізнювання сигналу, яке фіксується в РЛС, значно менше періоду модуляції ( $t_3 \ll T_m$ ), то порушенням лінійності можна знехтувати і розглядати формулу (2.5) справедливою для будь-якого закону частотної модуляції. Співвідношення  $t_3 \ll T_m$  є умовою однозначного відліку дальності.

### **Реалізація вимірювання частотного биття**

Розглянута вище схема є узагальненою і може відрізнитися від реалізації до реалізації, відмінністю в алгоритмах роботи вимірювача частотного биття.

З огляду на те, що РЛС з частотною модуляцією, як правило, застосовуються як бортовий радіовисотомір, і при цьому є лише один об'єкт радіолокаційного спостереження - земна поверхня, яку в першому наближенні можна вважати точковою (випадок дзеркального відбиття). Використання спектрального аналізу за наявності одного об'єкта є не доцільним. Тому знайшов широке

використання простий метод вимірювання частоти биття з рахунком кількості імпульсів.

При цьому перетворений сигнал (рис. 2.10,а) піддається обмеженню і диференціюванню (рис. 2.10, б), після чого позитивні або негативні імпульси запускають формувач, що виробляє стандартні імпульси (певної амплітуди, тривалості і форми). Їх кількість визначається в лічильнику.

При симетричному пилкоподібному законі модуляції кількість імпульсів за період модуляції відповідає

$$n_T = f_{\text{с}_0} \cdot T_m = \frac{4\Delta f_m \cdot r}{c} \quad (2.10)$$

Кількість імпульсів у секунду, тобто середня частота повторення імпульсів, що фіксується лічильником відповідає такій

$$n_1 = n_T / T_m = \frac{4\Delta f_m \cdot f_m \cdot r}{c}.$$

В даному випадку незалежно від часу вимірювання ( $T_b = T_m$  або  $T_b \neq T_m$ ) має місце методична помилка дискретності слідування відліків. Для зміни відображуваних результатів вимірювання потрібно, щоб за період модуляції кількість імпульсів  $n_T$  змінилася принаймні на один. Як видно з (2.10), це вимагає зміни дальності на  $\Delta r = \frac{c}{4\Delta f_m}$ , що повністю збігається з формулою (2.5), знайденою вище спектральним методом.

Істотним чинником, що впливає на рахунок кількості імпульсів, є «паразитна» амплітудна модуляція зонduючого і відбитого сигналів, викликана резонансними властивостями коливальних систем передавача, входу приймача та антен, вібраціями, флуктуаціями коефіцієнта відбиття. Вплив паразитної модуляції можна зменшити вживанням балансного змішувача.

Слід зазначити, що на практиці простіше реалізувати не пилкоподібний, а синусоїдальний закон модуляції. При цьому частота биття весь час змінюється. Проте можна показати, що середнє значення цієї частоти таке ж, як і у попередньому випадку [формула (2.4)].

На рис. 2.10,в надано в теоретичне представлення перетвореного сигналу в межах періоду модуляції  $T_m$ . При цьому число імпульсів позитивної полярності, що формуються в точках перетинання нульової лінії,  $n_T = 3$ . При зміні відстані  $r$  на величину  $\lambda/4$  фаза відбитого сигналу, а отже, і перетвореного, змінюється на  $2\pi/\lambda \cdot 2\lambda/4 = \pi$  (рис. 2.10,г) і кількість імпульсів  $n_T$  змінюється від трьох до чотирьох. Проте, подальша зміна відстані на  $\lambda/4$  в межах інтервалу дискретності  $\Delta r = \frac{c}{4\Delta f_m}$  знов робить кількість імпульсів рівним трьом.

Є ряд способів усунення впливу дискретності відліку. Зокрема, досить ефективним може виявитися безпосереднє вимірювання тривалості періодів коливаних перетвореного сигналу, які є монотонною функцією дальності. Слід, проте, зазначити, що дискретність виявляється лише в статичних умовах. При

відбитті від реального об'єкта радіолокаційного спостереження під час польоту відбувається усереднювання, що усуває вплив дискретності.

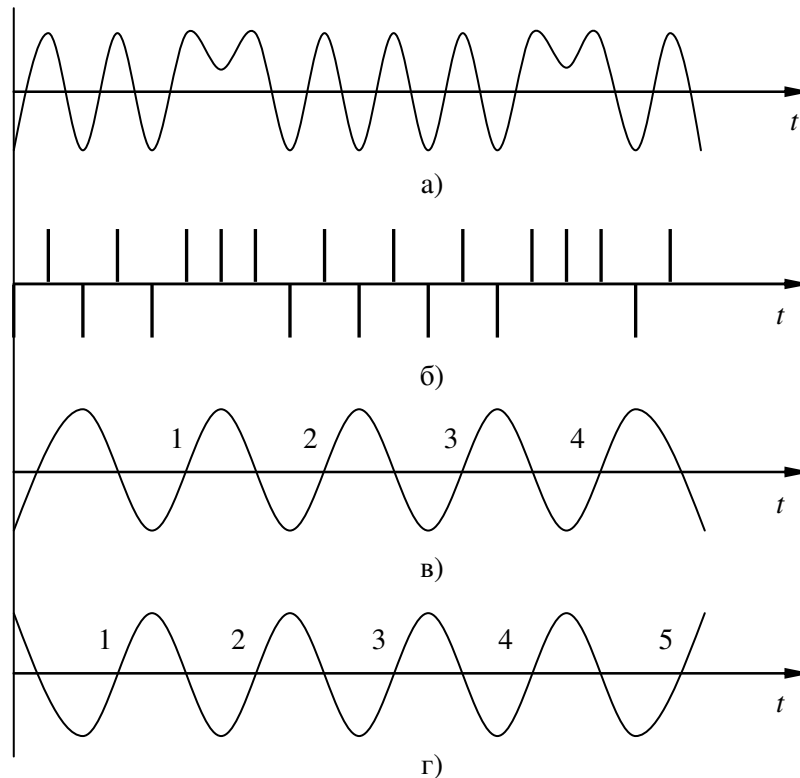


Рисунок 2.10 - Метод лічення кількості імпульсів:

а) перетворений сигнал; б) сигнал після обмеження та диференціювання; в), г) перетворені сигнали при змінні відстані на чверть довжини хвилі

### Частотний метод радіодальнометрії з кореляційно-фільтровим обробленням сигналів

Структурну схему частотного вимірювача дальності з кореляційно-фільтровим обробленням сигналів і цифровою реалізацією вимірювача частотного биття подано на рис. 2.11.

Передавальний пристрій складається з генератора модулюючого сигналу, ЧМ модулятора, що змінює частоту генерованих коливань за пилкоподібним або синусоїдальним законом, і передавальної антени А1.

Першим каскадом приймача є змішувач, з якого починається кореляційно-фільтрове оброблення: у змішувачі перемножують відбитий сигнал  $u_{\text{відб}}(t)$ , який підводиться від приймальної антени А2, з опорним сигналом  $u_{\text{оп}}(t)$ , який підводиться кабельною лінією від передавача. Як у всякому змішувачі, перемножування відбувається в нелінійному елементі і в результаті утворюються складові сумарної і різницевої частот відбитого і опорного (прямого) сигналів. Сигнал з частотою биття пропускається до підсилювача низької частоти, а складові сумарних частот подавляють фільтром нижніх частот в змішувачі.



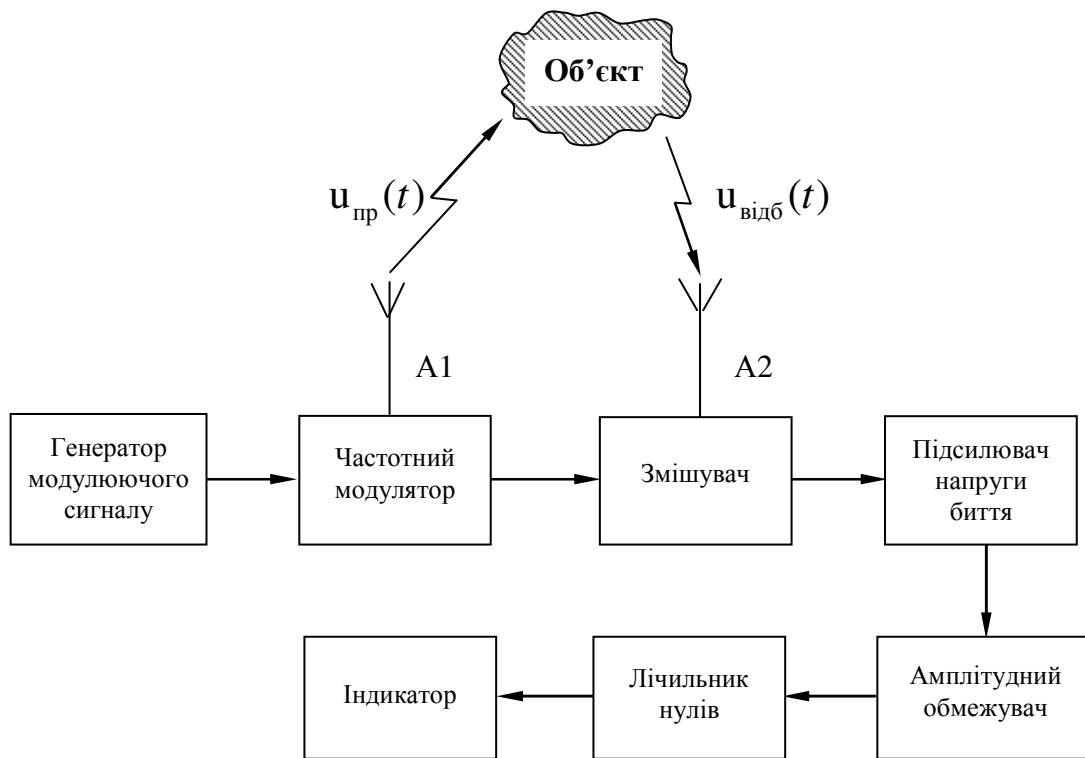


Рисунок 2.11 - Функціональна схема частотного радіодальноміра з кореляційно-фільтровим обробленням сигналів

Як показує часова діаграма напруги биття  $u_6(t)$  (рис. 2.12), коли частота  $f_6$  відхиляється від свого основного значення, синусоїдальність цієї напруги порушується.

Двосторонній обмежувач амплітуди, що стежить за підсилювачем низької частоти, перетворить отриману несинусоїдальну напругу з періодом  $T_m$  в прямокутні коливання  $u_{обм}$ . Лічильник нулів визначає частоту биття  $f_6$  за числом переходів через нуль, які здійснюють позитивні перепади цих коливань за період модуляції  $T_m$ . Якщо їх число  $N_m$  помножити на частоту модуляції  $f_m$ , то вийде частота дальності, яку фіксує індикатор

$$f_6 = N_m \cdot f_m \quad (2.11)$$

Якщо лічильник аналоговий, то вихідна напруга  $u_{ліч}$  постійна, а якщо лічильник цифровий (рис. 2.12), то робота його зводиться до підрахунку еталонних імпульсів, пропорційних, як і напруга, частоті дальності за аналогічним алгоритмом, як це реалізовано у фазовому  $u_{ліч}$  методі вимірювання дальності. Очевидно, що індикатор при такому лічильнику повинен показувати дальність в цифровій формі, на відміну від аналогової реалізації, коли відображення результатів вимірювання дальності виробляється на круговій діаграмі з градуванням діапазонів дальності, розгортка зображення якого здійснюється керуючою напругою пропорційною сигналу з частотним биттям.

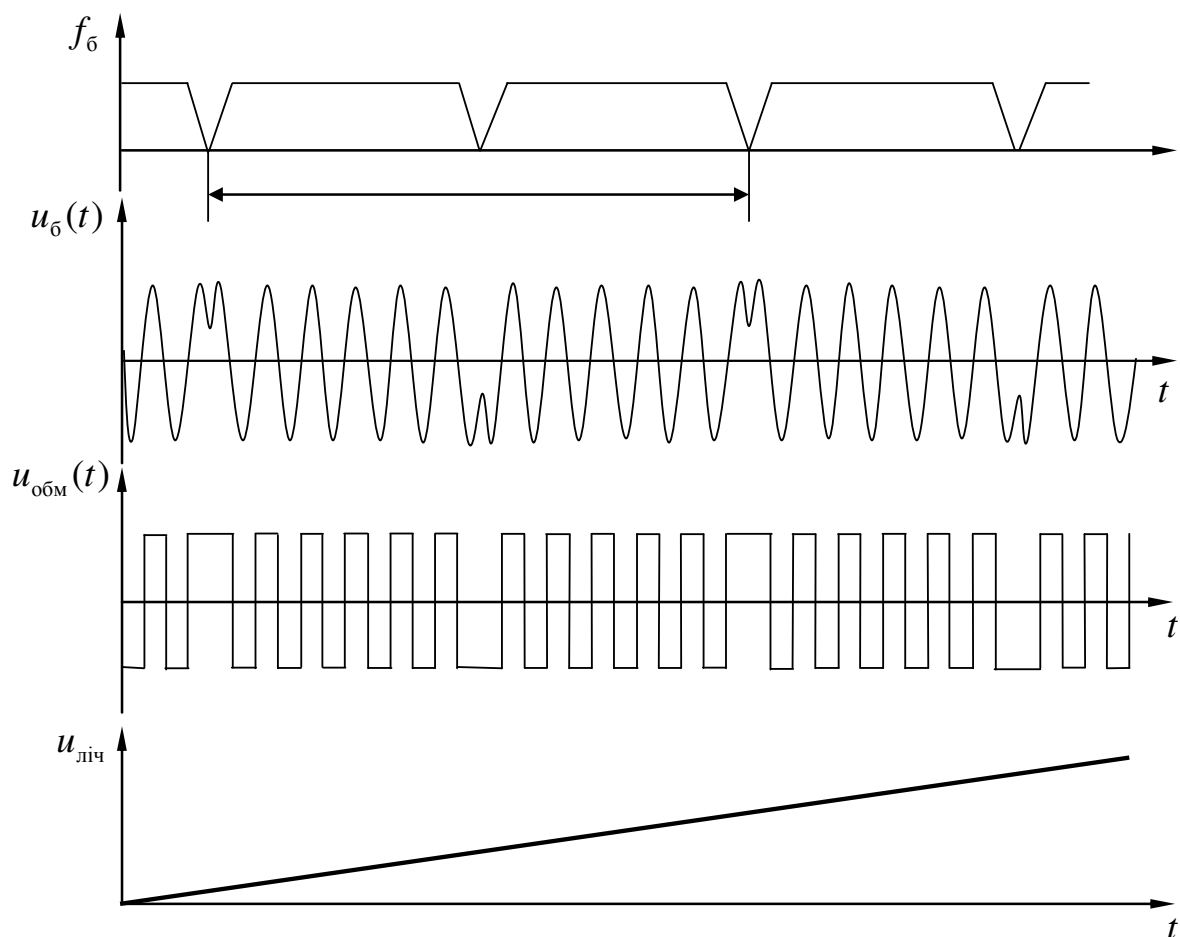


Рисунок 2.12 - Часові діаграми роботи вимірювача частотного дальноміра з кореляційно-фільтровим обробленням сигналів

У зв'язку з тим, що лічильники підраховують кількість повних биттів, показання частотного дальноміра змінюються скачками. Найменша дальність  $r_{\min}$ , яку здатний виміряти дальномір, відповідає одному повному биттю за період модуляції ( $N_m = 1$ ).

#### 4. ЧАСТОТНІ ДАЛЬНОМІРИ З РОЗДІЛЬНОЮ ЗДАТНІСТЮ НА ОБ'ЄКТАХ РАДІОЛОКАЦІЙНОГО СПОСТЕРЕЖЕННЯ

Частотний дальномір, вихідним пристроєм якого є вимірювач частоти биття, може вимірювати дальність лише до одного об'єкта і тому не має роздільної здатності за дальністю.

Змішувач, в якому змішуються опорні колювання (від передавача) із відбитим сигналом, є лінійним пристроєм. Тому спектр перетвореного сигналу в разі багатьох об'єктів радіолокаційного спостереження можна розглядати як суперпозицію спектрів декількох одиночних об'єктів. Оскільки середина обвідної спектра одиночного об'єкта пропорційна дальності, то результуючий спектр складатиметься з декількох викидів, положення максимумів яких на осі частот

$$f_{\delta_0} = \frac{4\Delta f_m \cdot f_m}{c} r$$

визначається      взаємним      розташуванням      об'єктів

(рис. 2.13).

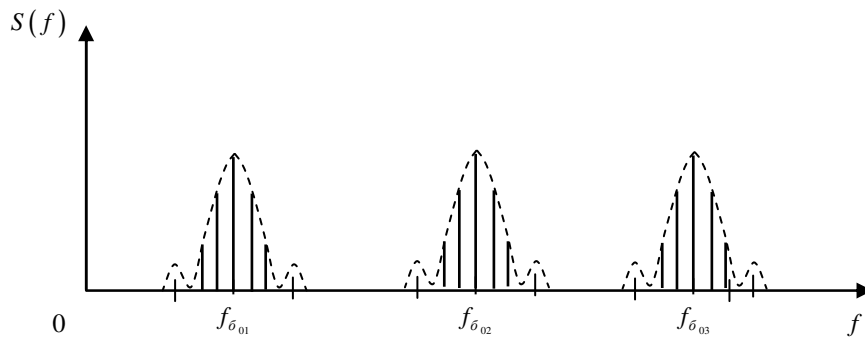


Рисунок 2.13 – Спектр перетвореного сигналу в випадку декількох об'єктів радіолокаційного спостереження

Тут і надалі слід звернути увагу на схожість процесів, що відбуваються при імпульсному методі в часовій області (по часовій осі), з процесами, що відбуваються при безперервному частотному методі в частотній області (по осі частот). При імпульсному методі сигнали групуються в окремі імпульси, рознесені за часом, який пропорційний дальності. В разі частотного методу також відбувається групування, але по осі частот. Окремі «частотні імпульси» рознесені за частотою биття, яка пропорційна дальності. Якщо при імпульсному методі індикація об'єктів здійснюється дуже просто за допомогою часового аналізу (осцилографування), то в частотному необхідно застосувати частотний аналіз, а саме аналізатор спектра.

При необхідності вимірювання дальності до декількох об'єктів вимірювач дальності повинен містити спектроаналізатор, розрахований на послідовний або паралельний аналіз частот биття.

Послідовний аналіз здійснюється плавною зміною частоти гетеродина приймача або оптимального фільтра, що стежить за сигналом змішувача. Це вимагає великих витрат часу і пов'язано з неповним використанням енергії відбитого сигналу під час переналаштування.

Багатоканальний паралельний спектроаналізатор складається із вузькосмугових фільтрів  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3, \dots, \Phi_n$ , детекторів  $D_1, D_2, D_3, \dots, D_n$  і індикаторів  $I_1, I_2, I_3, I_4, \dots, I_n$ .

Структурну схему такого аналізатора спектра подано на рис. 2.14. Сигнал з виходу змішувача потрапляє в набір фільтрів, кожен з яких підключений до детектора. Смуги пропускання фільтрів примикають одна до одної і охоплюють весь діапазон вимірюваних частот дальності  $f_{\delta_{0 \max}} - f_{\delta_{0 \min}}$ . За номерами індикаторів можна судити про те, до якої ділянки (каналу) дальності відноситься дальність до кожного спостережуваного об'єкта. Індикатори можуть бути також реалізовані з цифровою індикацією вимірної дальності до об'єктів.

Чим вужче смуга пропускання фільтра  $\Delta f_\phi$  кожного з каналів спектроаналізатора, тим вище роздільна здатність за дальністю і тим менше можливі розбіжності між істиною і вказаною індикатором дальностями до об'єкта радіолокаційного спостереження. Цьому ж сприяє збільшення частоти модуляції і девіації частоти.

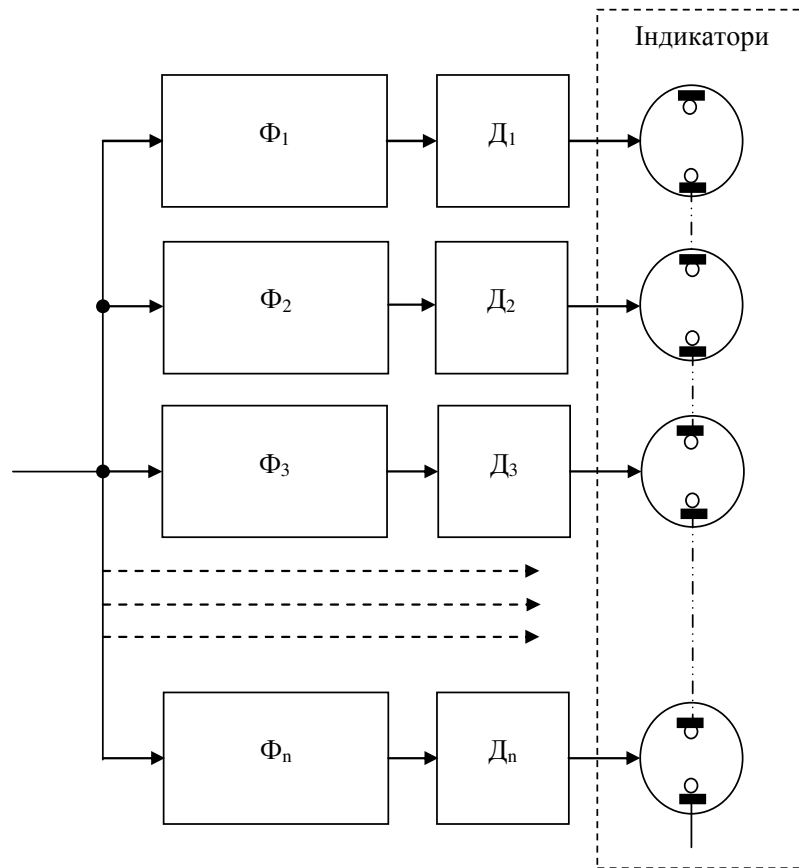


Рисунок 2.14 - Функціональна схема багатоканального паралельного спектроаналізатора

## 5. ОЦІНКА РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ ЗА ДАЛЬНІСТЮ

Оцінимо роздільну здатність за дальністю. Два об'єкти можна вирішити за дальністю, якщо відповідні ним частоти  $f_{\delta_{01}}$  і  $f_{\delta_{02}}$  розрізняються більше, ніж смуга пропускання фільтрів  $\Delta f_{\phi}$ , тобто  $f_{\delta_{02}} - f_{\delta_{01}} \geq \Delta f_{\phi}$ .

Так як  $f_{\delta_{01}} = \frac{4\Delta f_m \cdot f_m}{c} r_1$ ;  $f_{\delta_{02}} = \frac{4\Delta f_m \cdot f_m}{c} r_2$ , тоді умовою розрізнення є

$$r_2 - r_1 \geq \frac{c \cdot \Delta f_{\phi}}{4\Delta f_m \cdot f_m}.$$

Тобто роздільна здатність відповідає такій:

$$\Delta r = \frac{c \cdot \Delta f_{\phi}}{4\Delta f_m \cdot f_m} \quad (2.12)$$

В оптимальному випадку смуга фільтра має бути узгоджена з часом дії відповідного перетвореного сигналу. Перетворений сигнал, як впливає з рис. 2.5, складається ніби з окремих радіоімпульсів з несучою частотою  $f_{\delta_0}$ . Наприклад, при несиметричному пілкоподібному законі модуляції тривалість цих імпульсів можна зрівняти з тою, яка дорівнює  $T_m$ , звідки смуга пропускання узгодженого фільтра  $\Delta f_{c\phi} \approx 1/T_m = f_m$  і потенційна роздільна здатність

$$\Delta r_{\text{пот}} \approx \frac{\Delta f_{\text{сф}}}{4\Delta f_m \cdot f_m} = \frac{c}{4\Delta f_m} \quad (\text{для симетричного закону } \Delta r_{\text{пот}} \approx \frac{c}{2\Delta f_m}).$$

Потенційна роздільна здатність збігається з величиною дискретності відліку дальності і мінімальної дальності. Вона визначається шириною смуги частот зондуючого сигналу  $\Delta f_m$  і близька до потенційної роздільної здатності за дальністю в імпульсному методі, якщо останню представити через смугу частот сигналу. Відмінність на декілька одиниць у множнику пов'язана з тим, що порівнюються смуги частот різних сигналів на різних рівнях. Сказане підтверджує те важливе положення, що роздільна здатність за дальністю визначається шириною спектра сигналу.

Оцінимо точність методу. Якщо середня частота спектра основних частот биття при вимірюванні дальності  $f_{\sigma_0}$  потрапляє в смугу частот фільтра  $\Delta f_\phi$ , то частота  $f_{\sigma_0}$  приймається рівною резонансній частоті цього фільтра. Припустимо, що значення  $f_{\sigma_0}$  може відповідати з однаковою ймовірністю будь-якому значенню в межах смуги  $\Delta f_\phi$ . Відомо, що при рівномірній щільності розподілу випадкової величини усередині даного інтервалу її середньоквадратичне відхилення рівне  $1/2\sqrt{3}$  від цього інтервалу. Тоді з (2.12) отримуємо

$$\sigma_d = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{c \cdot \Delta f_\phi}{4 \cdot f_m \cdot \Delta f_m} \quad (2.13)$$

Для спрощення спектрального аналізу можна зменшити число фільтрів, але збільшивши при цьому їх смугу пропускання  $\Delta f_\phi$ . Це призведе до погіршення роздільної здатності і точності.

Слід зазначити, що для забезпечення точної відповідності між дальністю і частотою та реалізацією потенційної роздільної здатності необхідно використовувати високу міру лінійності закону модуляції. Оцінка необхідної міри лінійності виробляється таким чином. З (2.3) витікає, що відносне відхилення й швидкості зміни частоти дорівнює  $\Delta v_m / v_m = \Delta f_{\sigma_0} / f_{\sigma_0}$ .

Якщо прийняти  $\Delta f_{\sigma_0} = (f_{\sigma_0 \text{ max}} - f_{\sigma_0 \text{ min}}) / 2n_\phi$ , де  $n_\phi$  - число фільтрів, що характеризують відповідні дальності, то, наприклад, при  $(f_{\sigma_0 \text{ max}} - f_{\sigma_0 \text{ min}}) / \Delta f_{\sigma_0} = 0,5$  для  $n_\phi = 100$  отримаємо  $\Delta v_m / v_m = 0,25 \%$ , що досить важко реалізувати.

### ДОМАШНЄ ЗАВДАННЯ

1. Дальномір, що працює за частотним методом радіодальнометрії, і оснащений багатоканальним паралельним спектроаналізатором має наступні параметри: частота модуляції  $f_m = (150 + N \cdot 10)$  Гц, девіація частоти  $\Delta f_m = N$  МГц, смуга пропускання одного каналу  $\Delta f_\phi = N$  кГц, максимальна частота биття  $f_{\sigma_{\text{max}}} = N + 10$  кГц. Значення  $N$  відповідає номеру студента в списку групи. Визначити тактичні характеристики радіодальноміра: мінімальну і максимальну вимірювану дальність, потенційну роздільну здатність за дальністю, число каналів спектроаналізатора.

2. Частота радіовисотоміра змінюється за симетричним пилкоподібним законом від 190 до 210 МГц і назад з періодом 8 мс. На якій висоті знаходиться літак, на якому встановлений цей радіовисотомір, якщо показання його вимірювача частоти биття складає: а) 250 Гц; б) 2000 Гц і в) 5750 Гц.

### **КЛЮЧОВІ ПИТАННЯ**

1. Які основні принципи роботи систем витягання інформації щодо дальності до об'єкта за частотного методу радіодальнометрії?
2. Привести можливі варіанти реалізації зонduючих сигналів при частотному методі радіодальнометрії та пояснити основні переваги та недоліки використання її в процесі витягання інформації.
3. Чим характеризується та які основні складові містить спектр сигналу биття при частотному методі радіодальнометрії?
4. Поясніть принцип реалізації вимірювачів биття при частотному методі радіодальнометрії.
5. Поясніть принцип дії частотних радіодальномірів з кореляційно-фільтровим обробленням?
6. За рахунок чого при частотному методі радіодальнометрії забезпечують роздільну здатність за дальністю.
7. В чому переваги та недоліки використання паралельного спектроаналізатора при реалізації частотних радіодальномірів?
8. Чим визначається точність вимірювання дальності при частотному методі радіодальнометрії?

### **ЛАБОРАТОРНЕ ЗАВДАННЯ**

При виконанні лабораторного завдання на лабораторному макеті слід вибрати номер варіанта, що відповідає номеру бригади та номеру групи.

1. Дослідження базових принципів частотного методу радіодальнометрії.

1.1 Дослідження базових принципів частотного методу вимірювання дальності. У відповідності до значень максимальної дальності, заданої індивідуальним варіантом лабораторного завдання, визначити параметри зонduючого сигналу частотного дальноміра (девіація частоти та період модуляції, тощо). Дослідити можливість використання симетричного та несиметричного пилкоподібного сигналів, а також синусоїдального сигналу при модуляції зонduючого сигналу РЛС. Привести часові діаграми на вході модулятора РЛС та на виході демодулятора в приймачі РЛС, на виході змішувача в приймачі та спектральні діаграми в тестових точках для всіх варіантів реалізації модулюючого сигналу.

1.2 Дослідження роздільної здатності за дальністю базової реалізації частотного методу вимірювання дальності. Встановити на лабораторному макеті кількість нерухомих об'єктів, що відповідає двом, та визначити параметри зонduючого сигналу для однозначного вимірювання дальності до максимально віддаленого об'єкта при симетричному пилкоподібному законі модуляції. Привести спектральні діаграми на виході спектроаналізатора та визначити частотні складові, що відповідають обом об'єктам. За результатами виконання зробити висновки щодо роздільної здатності частотного методу радіодальнометрії.

1.3 Дослідження характеристик базової реалізації частотного методу вимірювання дальності при рухомих об'єктах. При параметрах зондуючого сигналу з п.1.2 дослідити ефективність різних законів модуляції з п.1.1. За результатами виконання зробити висновки щодо можливості застосування різних законів модуляції ЧМ сигналу РЛС при рухомих об'єктах.

2. Дослідження частотного методу вимірювання дальності з кореляційно-фільтровою обробкою в приймачі.

2.1 Відповідно до варіанта лабораторного завдання визначити параметри зондуючого сигналу, що забезпечують вимірювання дальності до об'єкта спостереження радіолокації. Записати умову однозначного визначення дальності при визначених в даному пункті характеристиках вимірювача частоти биття. Занести в протокол часові діаграми на виході частотного модулятора, змішувача, амплітудного обмежувача, лічильника нулів.

2.2 Оцінити залежність похибки визначення дальності від частоти імпульсів вимірювача частоти биття і від відношення сигнал/шум в каналі. Визначити частоту еталонних імпульсів лічильника, що забезпечує необхідну точність визначення дальності.

3. Дослідження частотних дальномірів з роздільною здатністю на декількох об'єктах радіолокаційного спостереження. При паралельній реалізації спектроаналізатора визначити параметри розгалужувальних фільтрів, кількість яких визначається за індивідуальним варіантом. За результатами виконання пункту лабораторного завдання привести в протоколі АЧХ кожного з фільтрів та сигнали на виході детекторів. Дослідити залежність вірогідності невірної визначення дальності до об'єктів при збільшенні кількості каналів спектроаналізатора.

### Лабораторна робота № 3

## РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ІМПУЛЬСНИЙ МЕТОД РАДІОДАЛЬНОМЕТРІЇ

**Мета роботи:** вивчення принципів вимірювання дальності при імпульсно-му методі дальнометрії, вимірювання параметрів відбитого зондуєчого сигналу в приймачі імпульсної РЛС; дослідження принципів забезпечення роздільної здатності за дальністю та методів підвищення ефективності імпульсних РЛС застосуванням складних зондуєчих сигналів.

### КЛЮЧОВІ ПОЛОЖЕННЯ

Імпульсний метод радіодальнометрії є одним з амплітудних методів радіолокаційних вимірювань; для його реалізації незгасаючі колювання несучої частоти піддають в передавачі амплітудно-імпульсній (прості зондуєчі сигнали) або комбінованій (складні зондуєчі сигнали) модуляції.

#### 1. Базова реалізація імпульсного радіодальноміра

##### 1.1 Загальний принцип дії імпульсного радіодальноміра

Розглянемо загальний принцип дії імпульсного методу на прикладі радіолокаційного дальноміра, в якому оброблення сигналів неоптимальне і вимірювач дальності реалізовано як нестежачий дальномір з простими зондуєчими сигналами у вигляді індикатора з відеоконтрольним пристроєм (ВКП). Фільтри приймача квазіоптимальні - їх узгоджено з одиночними імпульсами лише за смугою пропускання, а післядетекторне оброблення сигналів зводиться до некогерентного накопичення у ВКП.

Функціональну схему дальноміра подано на рис. 3.1, а часові діаграми, що ілюструють його роботу - на рис. 3.2.

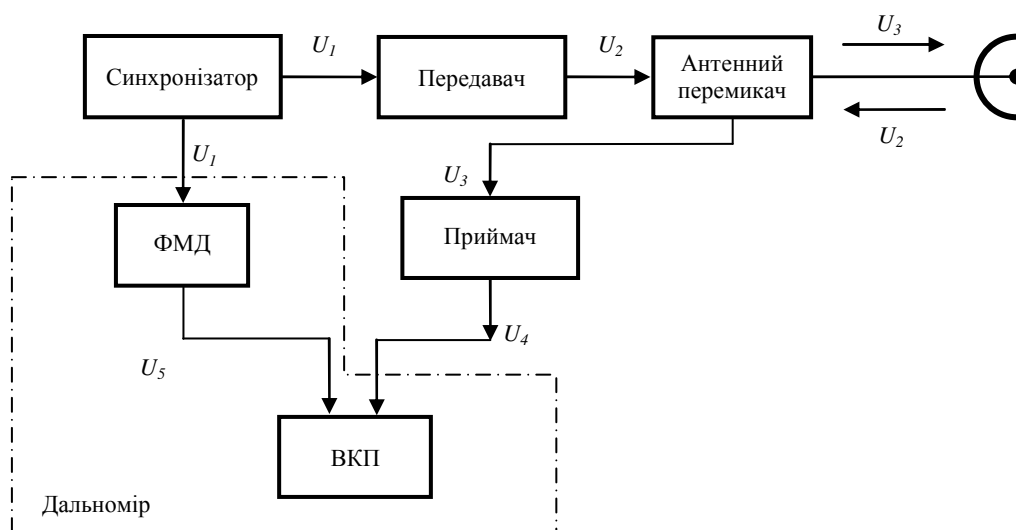


Рисунок 3.1 - Функціональна схема імпульсного дальноміра

Синхронізатор РЛС формує імпульси  $U_1$  з постійним періодом  $T_r$  (див. рис. 3.2), що подають до передавача РЛС і до формувача масштабу за дальністю (ФМД) для забезпечення синхронності роботи окремих блоків дальноміра.



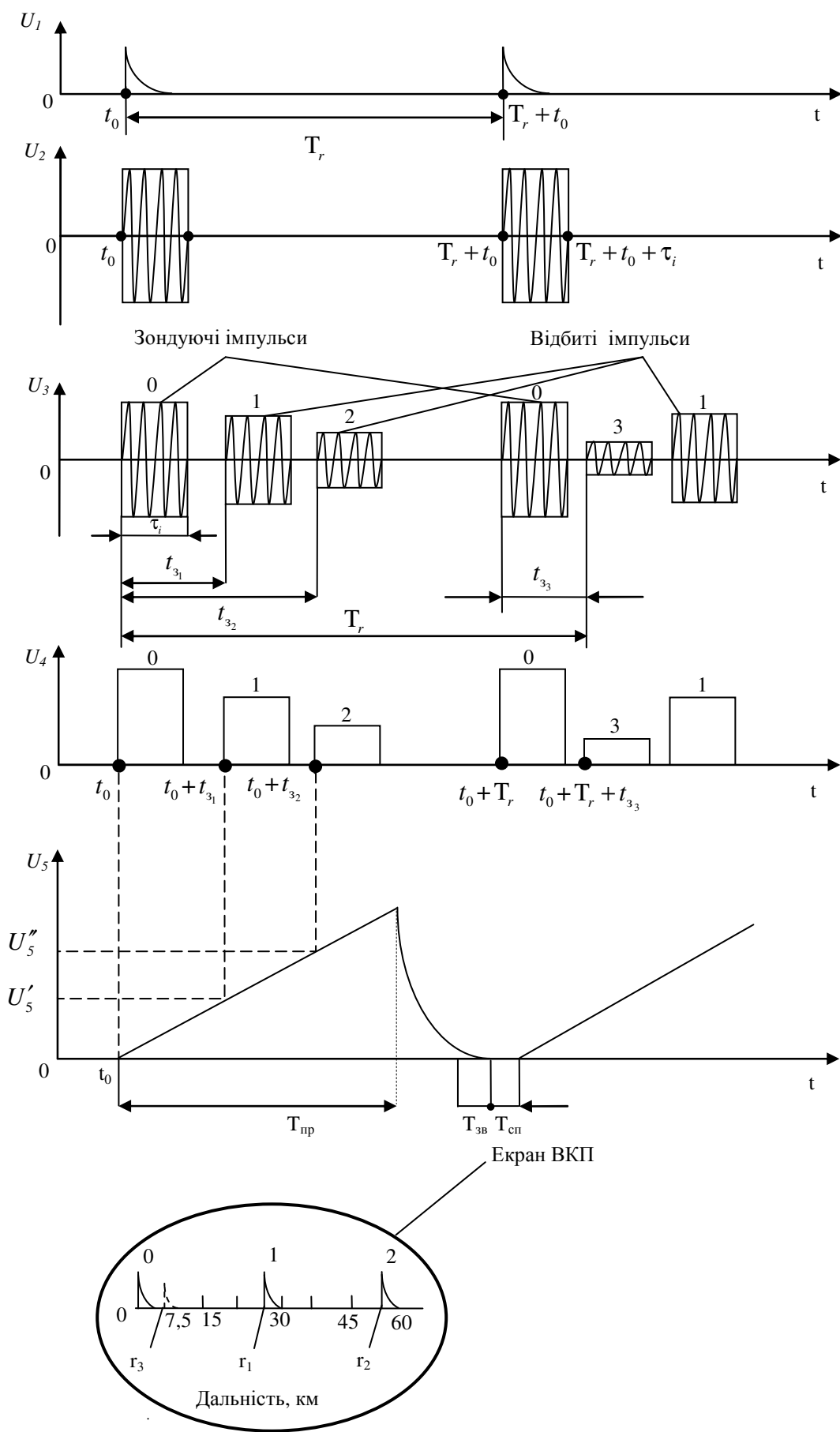


Рисунок 3.2 - Часові діаграми напруги в імпульсному дальномірі

Передавач, що складається з імпульсного модулятора і керованого генератора високих частот (ГВЧ), під управлінням синхроімпульсів генерує зондуєчі радіочастотні імпульси  $U_2$ . Радіоімпульси мають тривалість  $\tau_i$  і частоту дотримання  $f_r = 1/T_r$ , що й синхронізуючі імпульси  $U_1$ .

В разі реалізації імпульсної РЛС з однією антеною антенний перемикач направляє зондуєчі імпульси в антену і відключає вхід приймача на час передавання. Після відбиття, наприклад, від двох об'єктів радіолокаційного спостереження радіоімпульси  $U_3$  приймаються тією ж антеною.

Всі ці радіоімпульси посилюють і детектують в приймачі, після чого формують імпульси  $U_4$ .

У формувачі масштабу за дальністю відбувається формування масштабної шкали дальності, поданої у вигляді цілого числа інтервалів дальності  $r_1, r_2, \dots, r_n$  (рис. 3.2). Це реалізується таким чином. В тому випадку, якщо напруга  $U_5$ , за допомогою якої формують зображення на екрані ВКП, відповідає пилкоподібному, вона наростає з постійною швидкістю  $v_p$  під час прямого ходу розгортки тривалістю  $T_{пр}$  і зменшується до вихідної величини під час зворотного ходу розгортки  $T_{зв}$ ; далі слідує інтервал спокою  $T_{сп}$  аж до початку наступного циклу розгортки. Внаслідок запізнювання відбитого сигналу на якийсь час  $t_3$ , відмітку, що відповідає об'єкту радіолокаційного спостереження зміщено від початку розгортки на відстань

$$l = v_p t_3 = v_p 2r / c, \quad (3.1)$$

що відповідає масштабу за дальністю

$$m_\partial = l / r = 2v_p / c \quad (3.2)$$

Градуювання шкали дальності індикатора реалізується згідно з цим масштабом. Наприклад, як показано на рис. 3.2, об'єкту 1 відповідають напруга розгортки  $U_5 = U_5'$  і дальність  $r_1 = 25,5$  км, об'єкту 2 відповідають  $U_5 = U_5''$  і  $r_2 = 48,5$  км.

При подаванні імпульсів  $U_4$ , що демодулюються, спільно з сигналом з виходу формувача масштабу за дальністю на ВКП буде формуватись зображення, утворене стробуванням (перемножуванням) обох сигналів і визначаюче на точне місце спостережуваного об'єкту на шкалі дальності.

## 1.2 Основні показники імпульсного методу дальнометрії

Для імпульсного методу дальнометрії можна виділити ряд частотних і енергетичних параметрів, що визначають експлуатаційні параметри РЛС.

*Частота повторення зондуєчих імпульсів:*

$$f_r = \frac{1}{T_r} \quad (3.3)$$

*Період  $d_i$ , впродовж якого в РЛС здійснюють передавання імпульсу:*

$$d_i = \frac{\tau_i}{T_r} \quad (3.4)$$

Середня випромінювана потужність:

$$P_{\text{cp}} = P_t \cdot d_t, \quad (3.5)$$

де  $P_t$  - пікова випромінювана потужність передавача РЛС.

Енергія імпульсу зондуючого сигналу

$$E_p = P_t \cdot \tau = P_{\text{cp}} \cdot T_r = \frac{P_{\text{cp}}}{f_r} \quad (3.6)$$

Важливим параметром РЛС є роздільна здатність. В радіодальнометрії розглядають роздільну здатність за дальністю.

Роздільною здатністю за дальністю  $\Delta r$  називають метрику, яка описує здатність РЛС виявляти і розрізняти об'єкти радіолокаційного спостереження, розташовані на близькій відстані один від одного, як окремі. Системи радіодальнометрії прийнято характеризувати потенційною (мінімальною) роздільною здатністю за дальністю.

Потенційна роздільна здатність за дальністю  $\Delta r_{\text{мін}}$  визначається з тих міркувань, що при зближенні об'єктів радіолокаційного спостереження, наприклад, 1 і 2, їх імпульси можливо розглядати як окремі до тих пір, поки різниця часу запізнювання  $t_{32} - t_{31}$  не скоротиться до тривалості одного імпульсу  $\tau_i$ . Ця межа відповідає відстані між об'єктами  $\Delta r_{\text{мін}} = c \tau_i / 2$ .

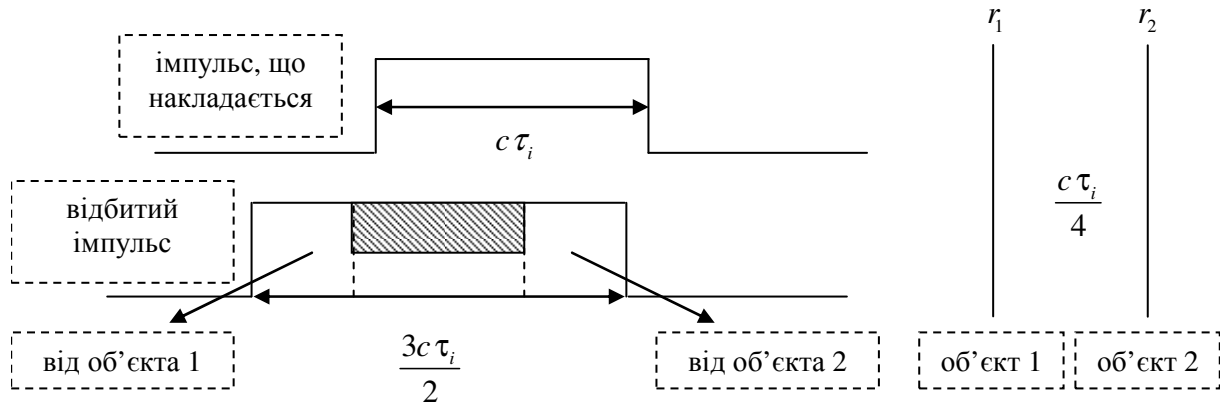
**Визначення мінімального значення  $\Delta r_{\text{мін}}$ .** Передбачимо, що два об'єкти знаходяться на відстані  $\frac{c\tau_i}{4}$  один від одного. В цьому випадку, відбиті хвилі від об'єкта 1 і об'єкта 2, накладатимуться (тобто виникає невизначеність при розрізненні двох об'єктів), як показано на рис. 3.3а.

Коли два об'єкти знаходяться на відстані не менше  $\frac{c\tau_i}{2}$ , тоді відбиті сигнали не перетинаються і відповідно можна розрізнити два об'єкти, як показано на рис. 3.3б.

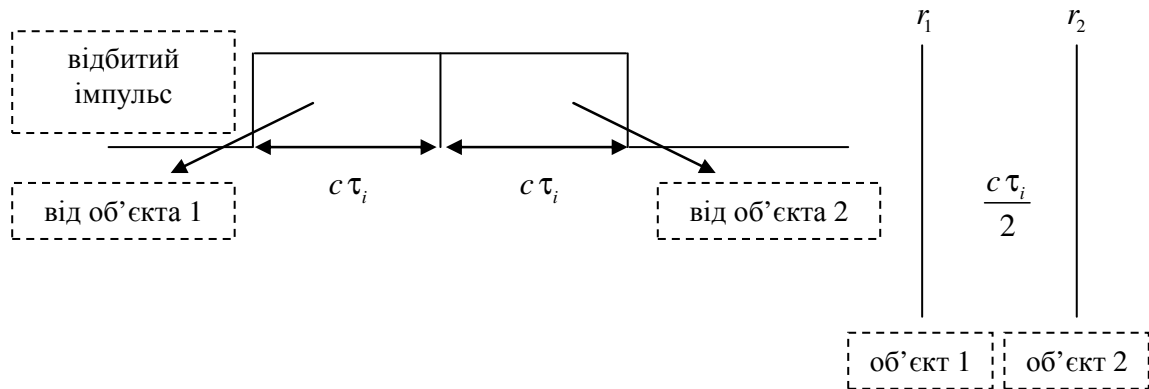
При розробленні РЛС постає завдання мінімізації  $\Delta r_{\text{мін}}$  для підвищення якості функціонування систем такого типу. Для досягнення цього необхідно зменшувати тривалість імпульсу, що викличе зменшення випромінюваної потужності внаслідок розширення спектра сигналу.

Мінімальна дальність дії (мертва зона) імпульсної РЛС  $r_{\text{мін}}$  обмежується можливістю роздільного приймання зондуючого і відбитого від найближчого об'єкта імпульсів. Дальність  $r_{\text{мін}}$  більше відстань  $\Delta r_{\text{мін}}$ , характеризуючу роздільну здатність дальноміра, що пов'язане з реалізацією РЛС із застосуванням антенного перемикача. Особливістю таких реалізацій є те, що РЛС під час випромінювання зондуючих імпульсів протягом якогось часу не має можливості приймати сигнали, при цьому, якщо об'єкт радіолокаційного спостереження знахо-

дитися на відстані, меншому  $r_{\min}$ , то його не буде виявлено. Крім того, необхідно мінімізувати вплив передаваного сигналу на сигнали, що приймаються. Реалізувати все це можна застосуванням якогось часового інтервалу, що називають часом відновлення  $t_b$ .



а)



б)

Рисунок 3.3 – До пояснення принципу визначення мінімального значення  $\Delta r_{\min}$  в імпульсній РЛС

Звідси мінімальна дальність визначається таким чином

$$r_{\min} = c(\tau_i + t_b) / 2 \quad (7)$$

Межа однозначного відліку дальності  $r_{\text{одн}}$ . Кожна РЛС відповідно до своїх енергетичних характеристик має максимальну дальність дії  $r_{\text{макс}}$ , якій відповідає час затримання сигналу  $t_{3\text{макс}} = 2r_{\text{макс}} / c$ . Необхідно, щоб період слідування імпульсів  $T_r$  був більший, ніж  $t_{3\text{макс}}$ . Якщо ця умова не дотримується, то сигнал, відбитий від досить віддаленого об'єкта (на рис. 3.2 - від об'єкта 3), приймається після випромінювання чергового зонduючого імпульсу 0 і відлік дальності стає неоднозначним (при реальній дальності  $r_3 = ct_{3_3} / 2$  до об'єкта 3 індикатор показує  $r_3 = c(t_{3_3} - T_r) / 2$ ).

Таким чином, однозначний відлік дальності обмежується періодом  $T_r$ :

$$r_{\text{одн}} \leq cT_r / 2 = c / 2f_r \quad (3.8)$$

Розглянемо приклад, показаний на рис. 3.4. Відбитий сигнал 1 відповідає затриманому на певний час імпульсу 1 після відбиття від об'єкта на відстані

$$r_1 = \frac{ct_3}{2} \quad (3.9)$$

Відбитий сигнал 2, у свою чергу, може бути або затриманим повторенням імпульсу 2 після відбиття від спостережуваного об'єкта (варіант 1) або знову повторення імпульсу 1, але вже відбитого від іншого об'єкта, розташованого на відстані  $r_2$  (варіант 2).

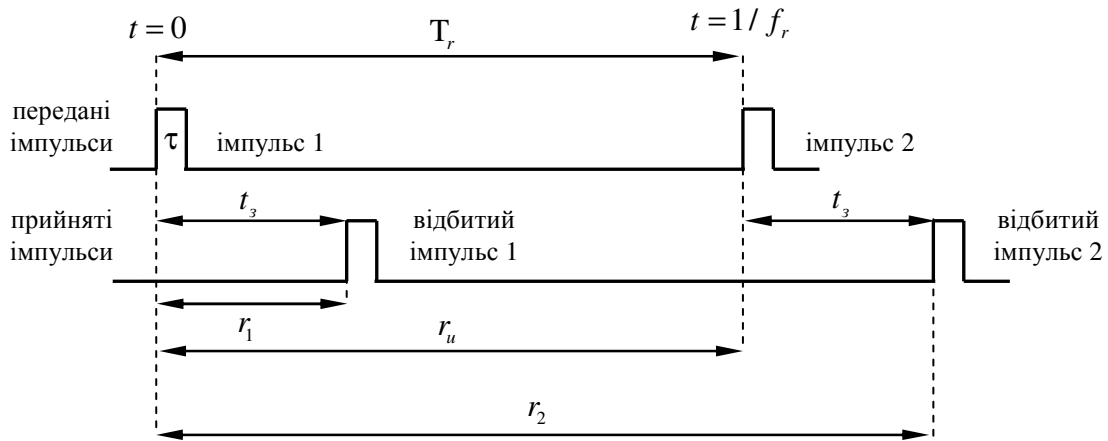


Рисунок 3.4 – До пояснення неоднозначності при визначенні дальності  
В цьому випадку для варіанта 1

$$r_2 = \frac{ct_3}{2} \quad (3.10)$$

або для варіанта 2

$$r_2 = \frac{c(T_r + t_3)}{2} \quad (3.11)$$

Зрозуміло, що неоднозначність при визначенні дальності виникає внаслідок наявності відбитого сигналу 2. Таким чином, після передавання кожного імпульсу інтервал часу, впродовж якого аналізуються сигнали на вході приймача РЛС, має бути чималим, таким, щоб всі сигнали, відбиті від об'єктів (одного або більше), при максимальному радіусі дії встигали прийматися в РЛС перед випромінюванням наступного імпульсу.

Отже, максимальне значення відстані, при якій дальність до об'єкта може бути однозначно визначена, має відповідати половині періоду повторення імпульсів у випромінюваній послідовності.

*Потенційна точність вимірювання дальності* виражається формулою, справедливою для всіх методів дальнометрії:

$$\sigma_{r_n} = \frac{c \tau_i}{2\sqrt{\pi q_0}} = \frac{c}{2\Delta f_s \sqrt{\pi q_0}} \quad (3.12)$$

де  $\sigma_{r_n}$  - потенційна середньоквадратична помилка визначення дальності;  $\tau_i$  - тривалість сигналу;  $\Delta f_e$  - ефективна ширина спектра сигналу.

Для ілюстрації цієї формули звернемося до рис. 3.5, на якому показано сигнали трикутної форми, отримані після оптимального оброблення прямокутних імпульсів тривалістю  $\tau_i$  і  $\tau_i'$  (штрихпунктирні лінії), і напруга  $u_{\text{вих}}$  суміші сигналу з шумом  $u'_{\text{ш}}$  або  $u''_{\text{ш}}$  (суцільні лінії). Якби не було шумів, то сигнали фіксували б в точках  $A, B, C$  відліки з рівнем  $u_{\text{відл}}$ . Під впливом шумів ті ж сигнали перетинають цей рівень в точках  $A', B', C'$ , внаслідок чого час запізнювання сигналу вимірюється відповідно з помилкою  $\Delta t'_3, \Delta t''_3, \Delta t'''_3$ .

З рисунка видно, що збільшення помилки від  $\Delta t'_3$  до  $\Delta t''_3$  сталося внаслідок підвищення напруги шумів від  $u'_{\text{ш}}$  до  $u''_{\text{ш}}$ , а зменшення помилки від  $\Delta t'_3$  до  $\Delta t'''_3$  викликано укороченням сигналу в часі від  $\tau_i$  і  $\tau_i''$ .

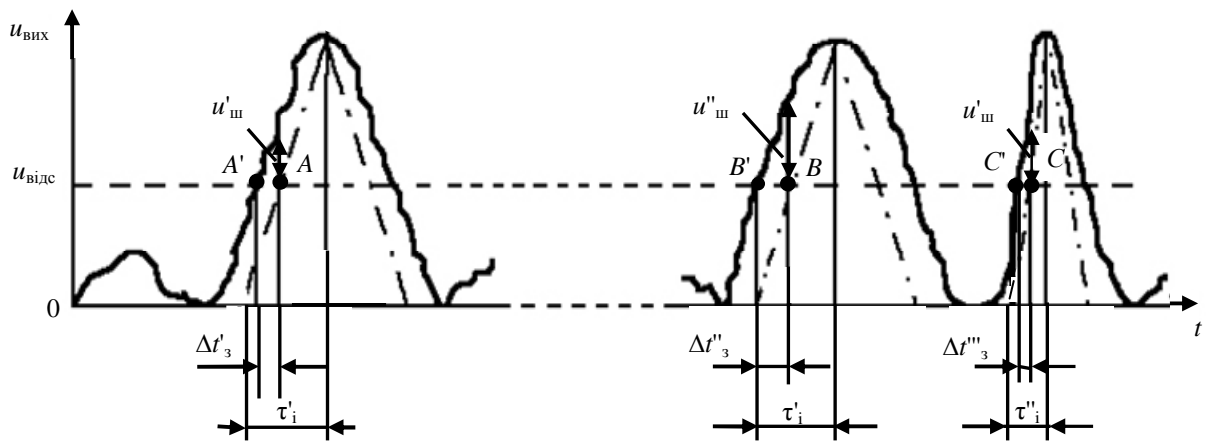


Рисунок 3.5 - Сигнали на виході приймача, спотворені шумами

Ця ілюстрація формули (3.12) наближена: миттєві значення шумів змінюються навіть при їх незмінному середньоквадратичному значенні. Та все ж загальна закономірність саме така: *потенційна точність вимірювання дальності, як і роздільна здатність РЛС за дальністю, тим вище, чим більше відношення сигнал/шум і менше тривалість сигналу (ширше його спектр).*

### 1.3 Імпульсний метод радіодальнометрії із застосуванням складних за формою радіоімпульсів

Прості радіоімпульси не дозволяють поєднати велику дальність дії РЛС з високою роздільною здатністю і точністю визначення дальності, оскільки перше вимагає великих, а друге - малих за тривалістю імпульсів зондуючого сигналу. Протиріччя вирішується використанням складних радіоімпульсів зондуючих імпульсів великої тривалості з внутрішньою частотною або фазовою модуляцією. Внутрішньоімпульсна модуляція розширює спектр випромінювання від  $\Delta f_{\text{сп}} = 1/\tau_i$  до  $\Delta f'_{\text{сп}}$ , а оптимальний фільтр приймача усуває внутрішньоімпульсну модуляцію при збереженні ширини спектра, і тим самим зменшує тривалість імпульсів від  $\tau_i$  до  $\tau'_i = 1/\Delta f'_{\text{сп}}$ .

Відношення

$$k_{\text{ст}} = \Delta f'_{\text{сп}} / \Delta f_{\text{сп}} = \tau_i / \tau'_i \quad (3.13)$$

називається *коефіцієнтом стиснення*.

Тривалість зондуючих імпульсів  $\tau_i$  вибирається достатньо великою, такою, щоб енергія випромінювання забезпечила задану дальність дії РЛС, а внутрішньоімпульсна модуляція розширила спектр настільки, щоб стиснуті в часі імпульси задовольняли вимогам за роздільною здатністю і точності вимірювання дальності.

Великого поширення набули два варіанти складних за формою зондуючих радіосигналів:

- зондуючі сигнали з внутрішньою лінійною частотною модуляцією;
- зондуючі сигнали з внутрішньою фазовою маніпуляцією.

**Формування і оптимальне оброблення (стиснення) лінійно частотно-модульованих зондуючих сигналів.** Формування і оптимальне оброблення (стиснення) лінійно частотно-модульованих (ЛЧМ) зондуючих сигналів, тобто радіоімпульсів тривалістю  $\tau_i$ , несуча частота яких  $f$  змінюється лінійно в межах від  $f_{\text{мін}}$  до  $f_{\text{макс}}$  (рис. 3.6).

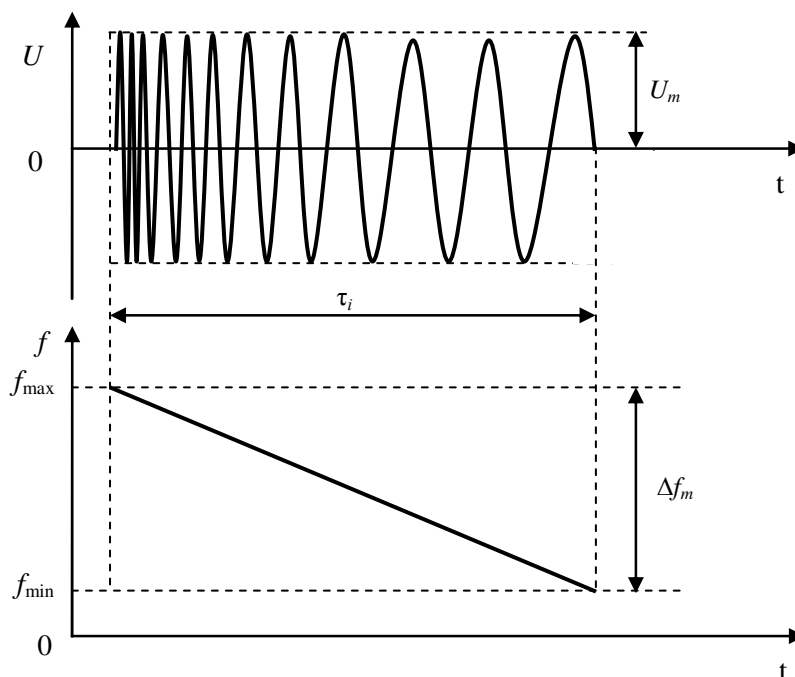


Рисунок 3.6 - Часові діаграми зміння напруги і частоти зондуючого сигналу з ЛЧМ

Така ЛЧМ розширює спектр імпульсів від  $\Delta f_{\text{сп}} = 1/\tau_i$  до величини  $\Delta f'_{\text{сп}}$ , що дорівнює девіації частоти  $\Delta f_m = f_{\text{макс}} - f_{\text{мін}}$ . Сигнал з ЛЧМ формують в передавачі активним або пасивним способом. Активне формування означає, що амплітудно-імпульсну модуляцію (АІМ) і лінійно-частотну модуляцію (ЛЧМ) здійснюють паралельно (рис. 3.7).

Перша здійснюється каналом “синхронізатор - імпульсний модулятор - каскади СВЧ”, а друга - каналом “синхронізатор - частотний модулятор - каскади СВЧ”. Після відбиття від об'єкта радіолокаційного спостереження сигналу ЛЧМ приймається антеною і попадає через антенний перемикач (АП) в приймач, що складається з перетворювача частоти, підсилювача проміжної частоти (ППЧ), фільтра стиснення і детектора імпульсів.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) фільтра стиснення збігається формою з обвідною сигналу, і тому ширина спектра  $\Delta f'_{\text{сн}} = \Delta f_m$  у фільтрі практично не змінюється. Фазочастотна характеристика (ФЧХ) фільтра така, що час затримання в ній гармонійних складових сигналу зворотно пропорційний до їх частоти. Отже, даний фільтр оптимальний по відношенню до сигналу ЛЧМ.

Фільтр стиснення може бути реалізовано як диспергуюча лінія затримання і суматора. Лінія затримання називається диспергуючою тому, що вона вносить дисперсію, тобто групова швидкість поширення хвиль в лінії залежить від частоти.

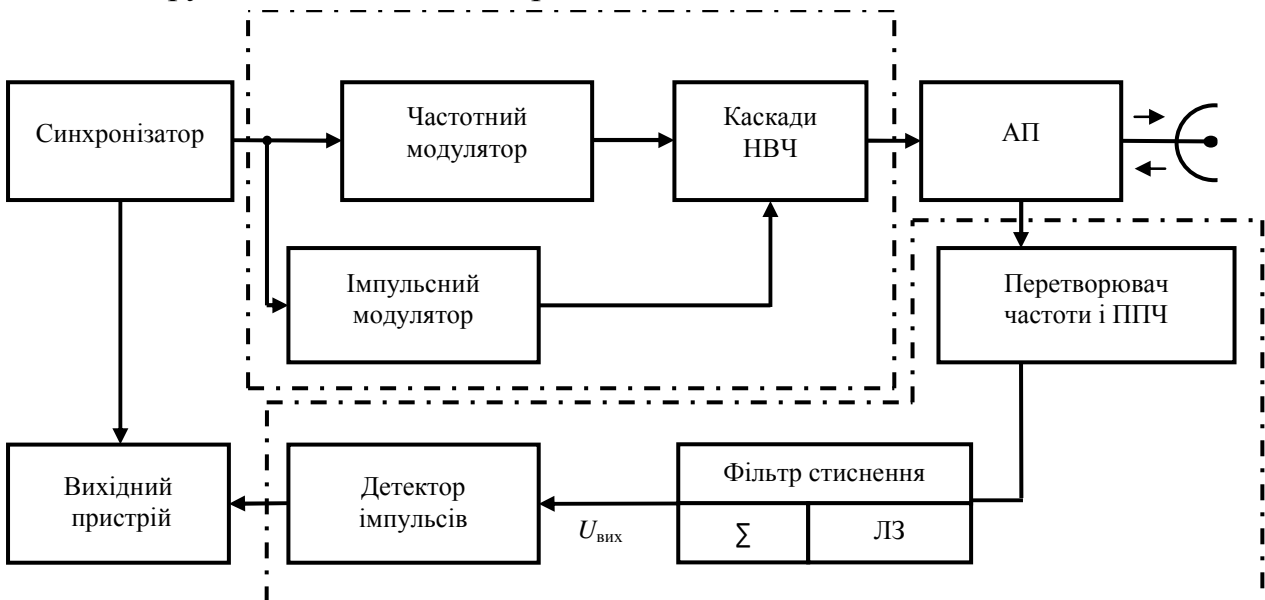


Рисунок 3.7 - Спрощена функціональна схема РЛС із зондуєчим сигналом складної форми, базованим на ЛЧМ

Диспергування досягається тим, що в суматорі одночасно складаються сигнали, що поступають з різних відведень лінії затримання і що мають тому різне затримання  $t_3$  (рис. 3.8). Нехай у момент часу  $t = t_1$  імпульс повністю увійшов до лінії. Тоді зріз імпульсу, на якому частота сигналу  $U_{\text{вх}}$  мінімальна, виявиться на початку лінії ( $t_3 = 0$ ); у наступних відведеннях, де затримання більше ( $t_3 = (t'_3, t''_3, \dots)$ ) частота сигналу пропорційно більше; з найбільшим затриманням  $t_3 = t_i$  прийде фронт імпульсу, де частота сигналу максимальна. Таким чином, коливання проходять лінією тим менший шлях (групова швидкість їх тим більше), чим менша частота коливань. Це процес, зворотний ЛЧМ, і у момент часу, близький до  $t_1$ , сигнали, що підводяться зі всіх відведень до навантаження, збігаються за фазою і утворюють максимальний пік з амплітудою  $U_{\text{вих } m}$ .



До і після цього моменту фазовий зсув між складовими вихідної напруги фільтра інші і обвідна цієї напруги змінюється відповідно функції  $\sin x/x$ , де  $x = \pi \Delta f_m \tau_{i0}$ . Як відомо, ця функція містить основну і бічні пелюстки, які змінюються при відхиленні в часі від максимального піку на  $\pm \tau_{i0}; \pm 2\tau_{i0}; \pm 3\tau_{i0}, \dots$ . Якщо нехтувати бічними пелюстками, то вихідний сигнал подається у вигляді імпульсу колоподібної форми, тривалість якого на рівні половинної потужності дорівнює  $\tau'_i$  (рис. 3.8).

На вхід оптимального фільтра подається ЛЧМ імпульс тривалістю  $\tau_i$  і шириною спектра  $\Delta f_m$ , а на виході виходить імпульс тривалістю  $\tau'_i$  з тією ж шириною спектра, але без внутрішньої модуляції, тобто  $\tau'_i = 1/\Delta f'_{\text{сп}} = 1/\Delta f_m$ . Тим самим підтверджується, що тривалість імпульсів піддається стисненню в приймачі в стільки раз, в скільки спектр імпульсів розширюється в передавачі за ЛЧМ:  $k_{\text{ст}} = \tau_i / \tau' = \Delta f_m / \Delta f'_{\text{сп}} = \Delta f'_{\text{сп}} / \Delta f_{\text{сп}}$ .

Звідси знаходимо, що виграш в амплітуді сигналу від  $U_{\text{мвх}}$  до  $U_{\text{мвх}}$  пропорційний кореню квадратному з коефіцієнта стиснення:

$$U_{\text{мвх}} / U_{\text{мвх}} = \sqrt{\tau_i / \tau'_i} = \sqrt{k_{\text{ст}}}, \quad (3.14)$$

а виграш в потужності дорівнює  $(\sqrt{k_{\text{ст}}})^2 = k_{\text{ст}}$ .

Таким чином, відношення сигнал/шум за потужністю на виході фільтра стиснення більше, ніж на його вході, в  $k_{\text{ст}}$  разів і дорівнює.

$$q_0 = 2E / N_0.$$

Остання формула така ж, як для оптимального фільтра простих радіоімпульсів, але тут  $E$  – енергія сигналу з ЛЧМ на вході фільтра, яка збільшена в  $k_{\text{ст}}$  разів за рахунок використання зондуючих імпульсів, що мають тривалість, що відповідає не  $\tau'$ , а  $\tau_i = k_{\text{ст}} \cdot \tau'$ .

Використання ЛЧМ не лише підвищує завадостійкість і дальність дії РЛС, але і її роздільну здатність за дальністю. Припустимо, що на вхід фільтра поступають два імпульсні сигнали  $U_{c1}, U_{c2}$  із зсувом в часі  $t_2 - t_1$ , який менше тривалості одного імпульсу (рис. 3.9). Якби імпульси не містили внутрішньої модуляції, то їх неможливо було б розрізнити. В даному випадку, коли є внутрішньоімпульсна модуляція, відбувається стиснення обох імпульсів, і притому незалежне (фільтр лінійний), завдяки чому вони чітко піддаються розрізненню у вихідній напрузі фільтра  $U_{\text{ф вих}}$ . Стиснення імпульсів у часі, крім того, має викликати підвищення точності вимірювання дальності.

**Різновиди фільтрів стиснення.** Стиснення імпульсів можна реалізувати не лише в лініях затримання, але і у фільтрах нижніх і верхніх частот. По-перше групова швидкість зменшується, а затримка зростає із зростанням частоти; у других - навпаки. Тому фільтр нижніх частот піддає стисненню імпульси,

частота яких зменшується від початку до кінця імпульсу, а фільтр верхніх частот піддає стисненню імпульси, частота яких збільшується.

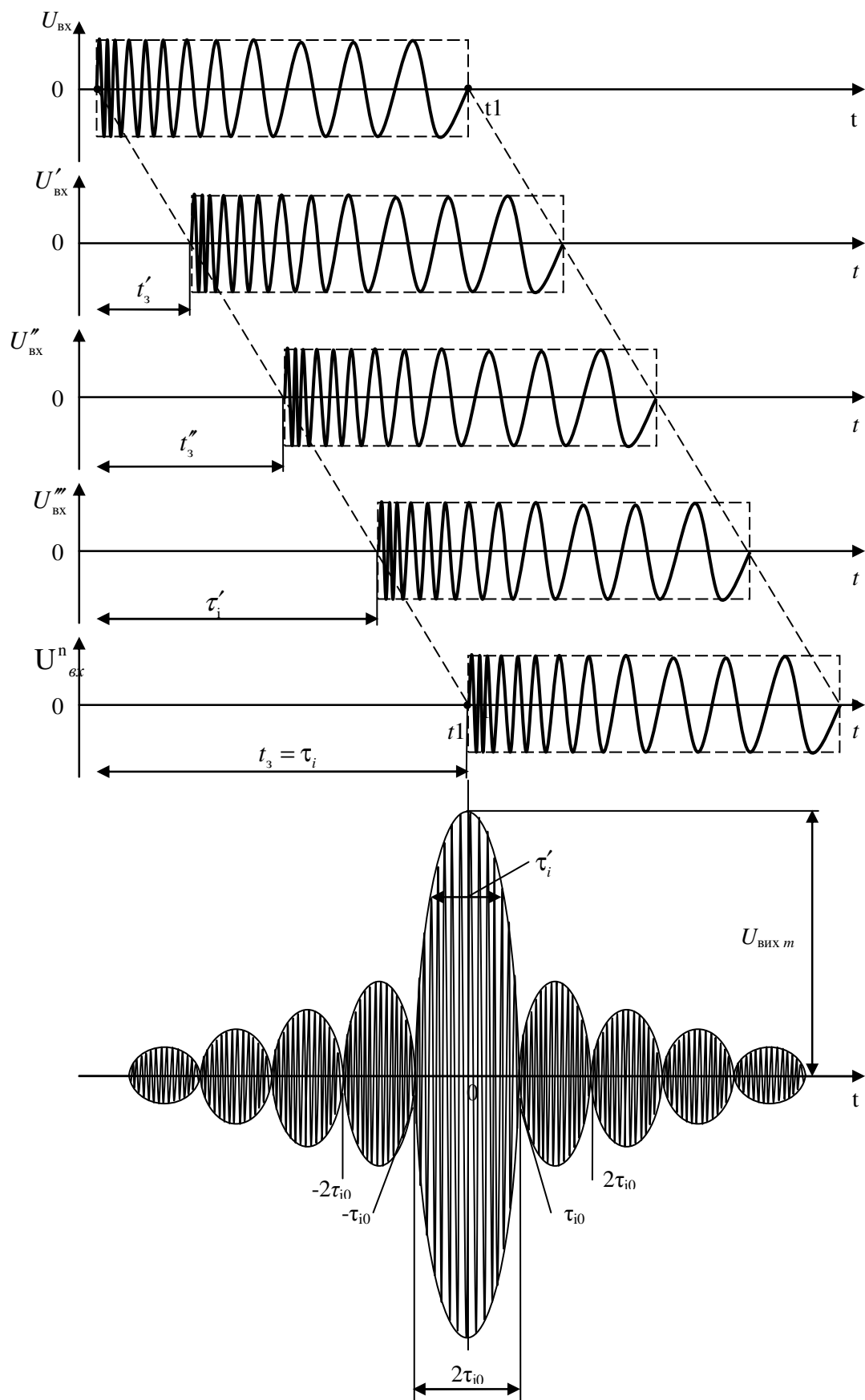


Рисунок 3.8 - Процес стиснення ЛЧМ сигналу

**Пасивний спосіб формування ЛЧМ імпульсів** відрізняється від активного тим, що формування відбувається в лінійному оптимальному фільтрі, який під час приймання використовується для стиснення сигналів.

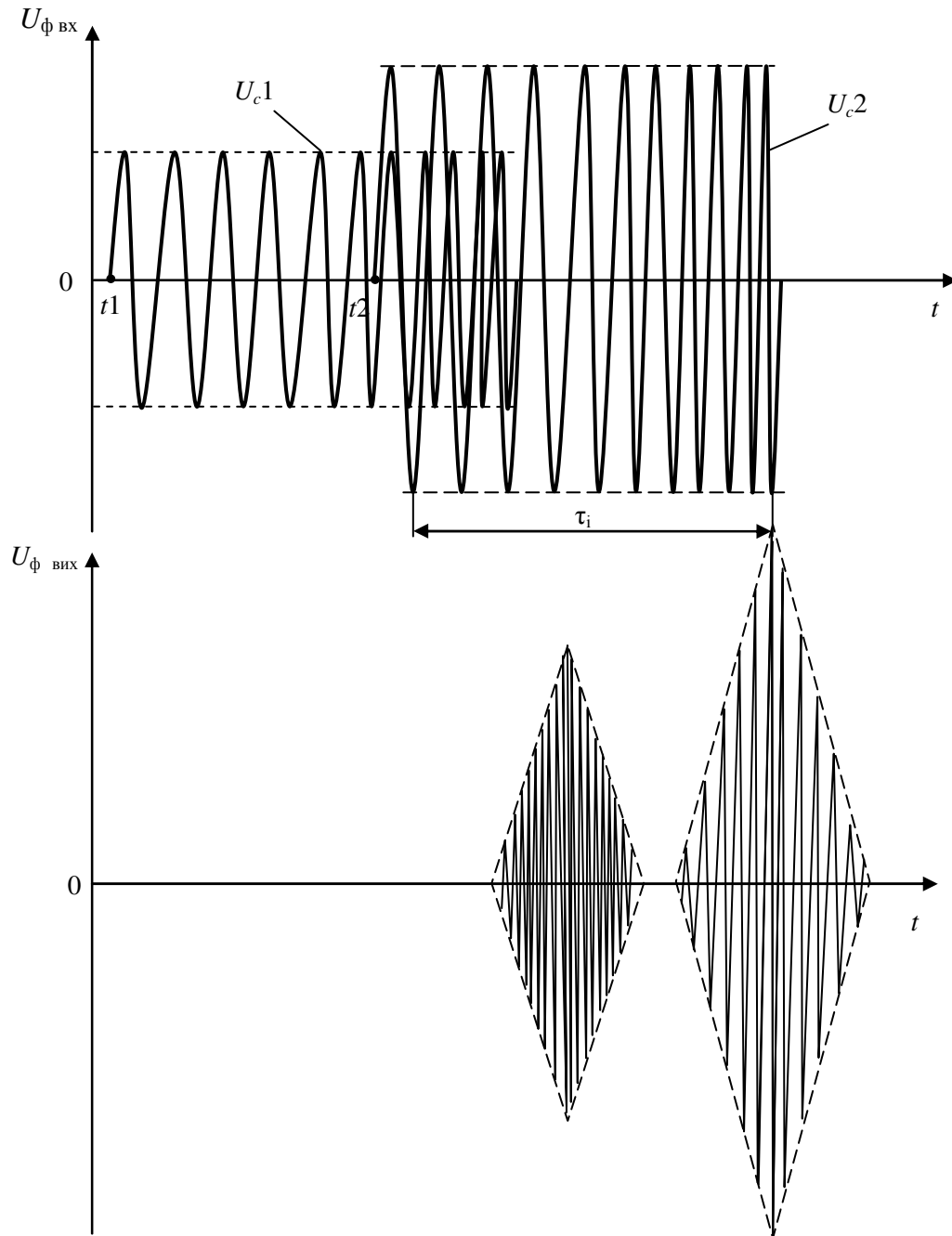


Рисунок 3.9 – Розрізнення двох ЛЧМ сигналів

При передаванні немодульовані імпульси малої тривалості пропускаються через фільтр в одному напрямі, щоб отримати ЛЧМ імпульси великої тривалості; при прийманні відбиті імпульси ЛЧМ пропускаються через той же фільтр, але у зворотному напрямі, і тоді виходять короткі немодульовані імпульси. Тривалість вихідного короткого імпульсу має бути досить мала, щоб ширина його спектра була такою ж, яка потрібна для формованого імпульсу ЛЧМ, оскільки фільтр стиснення не змінює ширину спектра.

*Активний спосіб* вимагає особливої відповідності між законом модуляції і структурою фільтра стиснення.

При пасивному способі цієї невідповідності немає, оскільки генерування ЛЧМ сигналу реалізується тим же фільтром, що і стиснення. Пасивний спосіб формування застосовується ширше, хоча і при ньому виникають небажані викиди і спади обвідної, яких можна уникнути при активному способі.

Бічні пелюстки стиснутих імпульсів досить слабкі (перші бічні пелюстки менше максимального на 13 дБ), щоб їх можна було відрізнити від головного і цим уникнути неоднозначності відліку дальності, але перешкодити дозволу сусідніх об'єктів радіолокаційного спостереження вони можуть. З цієї точки зору фазоманіпульовані імпульси кращі: після стиснення бічні пелюстки мають однакові рівні, але нижчі за 13 дБ.

**Формування і оптимальне оброблення фазоманіпульованих сигналів.**

Внутрішньоімпульсна фазова маніпуляція означає, що зонduючий імпульс тривалістю  $\tau_i$  може бути подано  $n$  парціальними (частковими) імпульсами, кожен з яких має тривалість  $\tau_k = \tau_i / n$  і зсунуто за фазою відносно попереднього парціального імпульсу на певний кут  $\Delta\phi$ .

У найбільш поширеній протифазній системі цей зсув дорівнює нулю або  $\pi$ . У випадку  $\Delta\phi = 0$  двійковий код парціального імпульсу, будь то 0 (позначається на рисунках '+') або 1 (позначається '-') не змінюється, а у випадку  $\Delta\phi = \pi$  – змінюється на зворотній. Радіоімпульс, маніпульований згідно з кодом 0001101, показано на рис. 3.10.

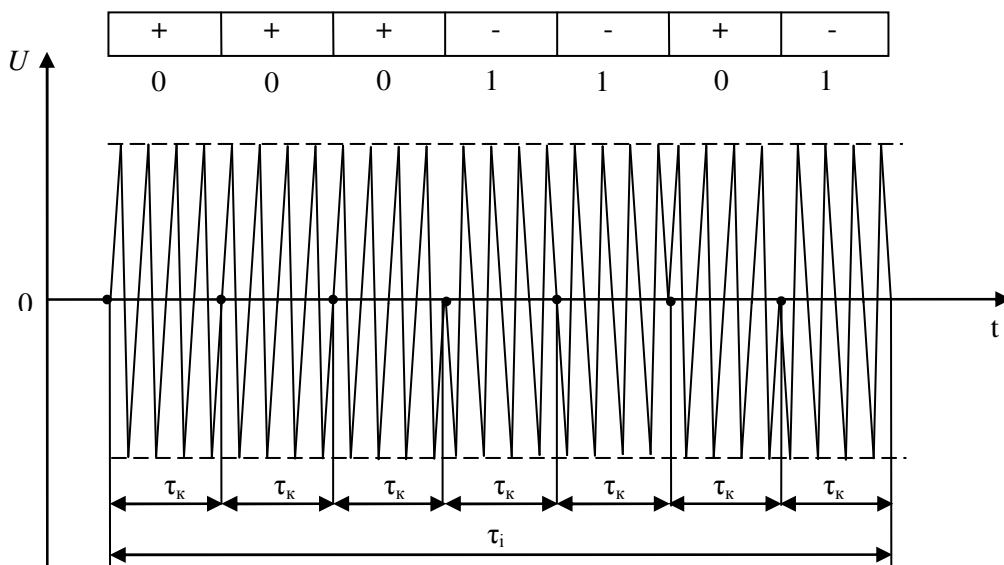


Рисунок 3.10 - Зонduючий сигнал з внутрішньою фазовою маніпуляцією

Оптимальний фільтр пристрою оброблення інформації щодо сигналів, подібно до фільтра сигналу ЛЧМ, здійснює операцію, зворотну формуванню зонduючого імпульсу - руйнує фазову маніпуляцію і піддає стисненню імпульс за тривалістю від  $\tau_i$  до  $\tau_k = \tau_i / n$ . Стиснутий імпульс простий, і тому ширина його спектра визначається за формулою  $\Delta f'_{\text{сп}} = 1/\tau_k$ .

Таку ж ширину спектра має фазоманіпульований сигнал (фільтр не змінює величини  $\Delta f'_{cn}$ ), але якби не було фазової маніпуляції, спектр був би вузьким та дорівнював би  $\Delta f_{cn} = 1/\tau_i$ .

Отже, розширення спектра зондуючого випромінювання в  $n$  разів, що реалізується в передавачі в результаті внутрішньоімпульсної фазової маніпуляції, дозволяє в стільки ж разів стиснути імпульс в часі при оптимальній фільтрації в приймачі:

$$\Delta f'_{cn} / \Delta f_{cn} = (1/\tau_k) / (1/\tau_i) = \tau_i / \tau_k = n. \quad (3.15)$$

Тривалість  $\tau_i$  потрібно вибирати чималою, щоб при допустимій імпульсній потужності передавача забезпечити необхідний енергетичний потенціал РЛС, а тривалість  $\tau_k$  слід приймати досить малою, щоб забезпечити необхідну роздільну здатність за дальністю.

Один з можливих варіантів РЛС із зондуванням простору фазоманіпульованими радіоімпульсами показано на рис. 3.11.

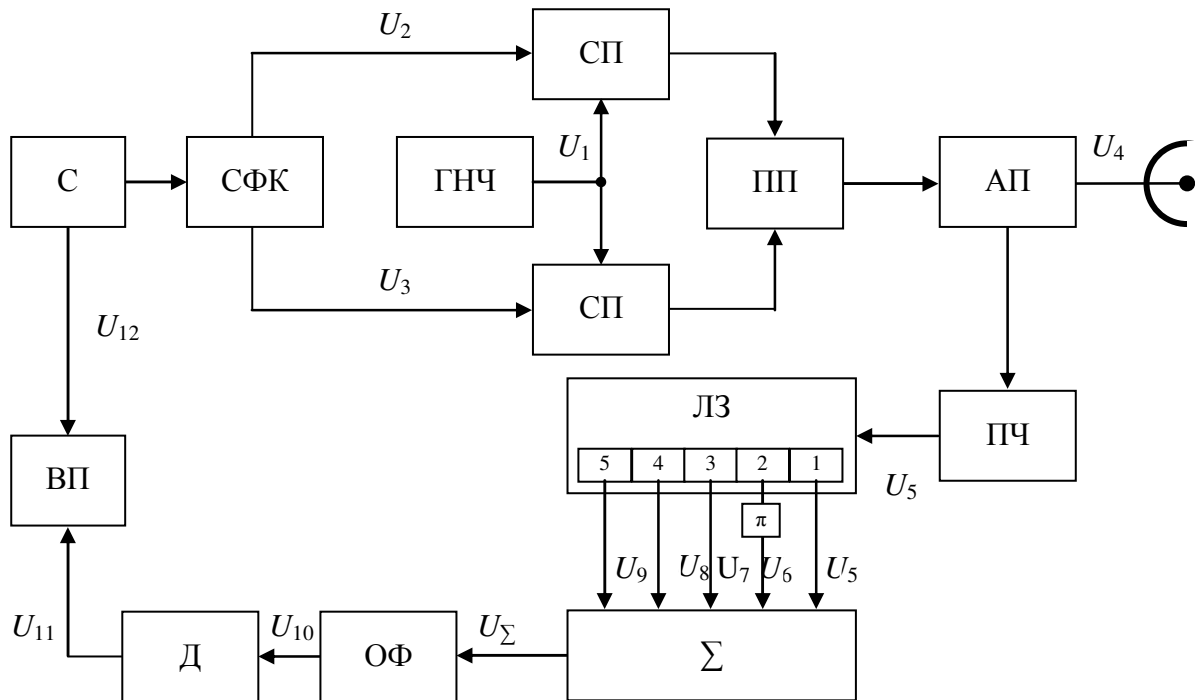


Рисунок 3.11 - Реалізація РЛС із зондуванням простору фазоманіпульованими радіоімпульсами

На цьому рисунку введені наступні скорочення:

- С – синхронізатор;
- СФК – схема формування коду;
- СП – стробований підсилювач;
- ГНЧ – генератор несучої частоти;
- ПП – підсилювач потужності;
- АП – антенний перемикач;
- ПЧ – перетворювач частоти;
- ЛЗ – лінія затримки;

- ОФ – оптимальний фільтр;
- Д – детектор;
- ВП – вихідний пристрій.

Часові діаграми, що ілюструють роботу РЛС із зондуванням простору фазоманіпульованими радіоімпульсами подано на рис. 3.12.

Коливання  $U_1$  несучої частоти задаючого генератора передавача посилюються в одному з двох стробованих підсилювачів, потім в підсилювачі потужності і через антенний перемикач поступають в антену у вигляді фазоманіпульованих радіоімпульсів. Маніпуляція здійснюється за допомогою схеми формування коду, яка запускається синхронізатором РЛС. Кодові послідовності імпульсів  $U_2, U_3$  стробують підсилювачі так, що в інтервалах часу  $\tau_k$  з кодовим символом 0 відкрито підсилювач, не що створює фазового зсуву ( $\Delta\varphi = 0$ ), а при символі 1 - інший підсилювач, що зсуває фазу на  $\Delta\varphi = \pi$ . Це дозволяє отримувати в підсилювачі потужності і антені радіоімпульси із заданим кодом (0 0 0 1 0).

Радіоімпульси досягають об'єкта радіолокаційного спостереження, відбиваються від нього, приймаються антенною, проходять через антенний перемикач в приймач і піддаються оптимальній фільтрації на проміжній частоті.

Лінія затримання, через яку пропускається послідовність імпульсів проміжної частоти  $U_5$ , має відведення з інтервалами  $\tau_k$ . Щоб піддати імпульси стисненню від  $\tau_i$  до  $\tau_k$ , потрібно зруйнувати фазову маніпуляцію, тобто здійснювати декодування в зворотній послідовності до кодування: замість 0 0 0 1 0 скачки фази повинні слідувати коду 0 1 0 0 0. Відповідно до суматора підключені 1-й, 3-й, 4-й і 5-й відведення лінії затримання безпосередньо, а 2-й - через фазообертач на  $\pi$  (інвертор).

На часових діаграмах (рис. 3.13) послідовності імпульсів проміжної частоти на вході ( $U_5, U_6, U_7, U_8, U_9$ ) і виході ( $U_\Sigma$ ) суматора позначено як '+' '-' щоб зосередити увагу на початкових фазах парціальних імпульсів. У затриманих на  $2\tau_k, 3\tau_k, 4\tau_k$ , послідовностях  $U_7, U_8, U_9$  знаки однакові, а в затриманій на  $\tau_k$  і оберненій за фазою на  $\pi$  послідовності  $U_6$  - зворотні в порівнянні з вхідною послідовністю  $U_5$ , що має код 0 0 0 1 0.

Суматор реалізує додавання імпульсів у кожному кодовому інтервалі, і коли останній імпульс кодової послідовності  $U_5$  входить в лінію затримання, то на виході суматора, як видно з діаграм, утворюється прямокутний імпульс з максимальною амплітудою, яка більше за початкову в 5 разів.

У загальному випадку коефіцієнт стиснення дорівнює числу кодових інтервалів  $n$ , тобто в оптимальному фільтрі тривалість імпульсу зменшується від  $\tau_i$  до  $\tau_k = \tau_i / n$  і відповідно (у  $n$  разів) зростає потужність сигналу.

Залишилося реалізувати цей вигреш у фільтрі, оптимальному для одиночного прямокутного імпульсу проміжної частоти тривалістю  $\tau_k$  (див. рис. 3.11 і 3.13). На виході фільтра формують трикутні імпульси з піковими значеннями, пропорційними амплітудам відповідних за часом імпульсів  $U_\Sigma$ .

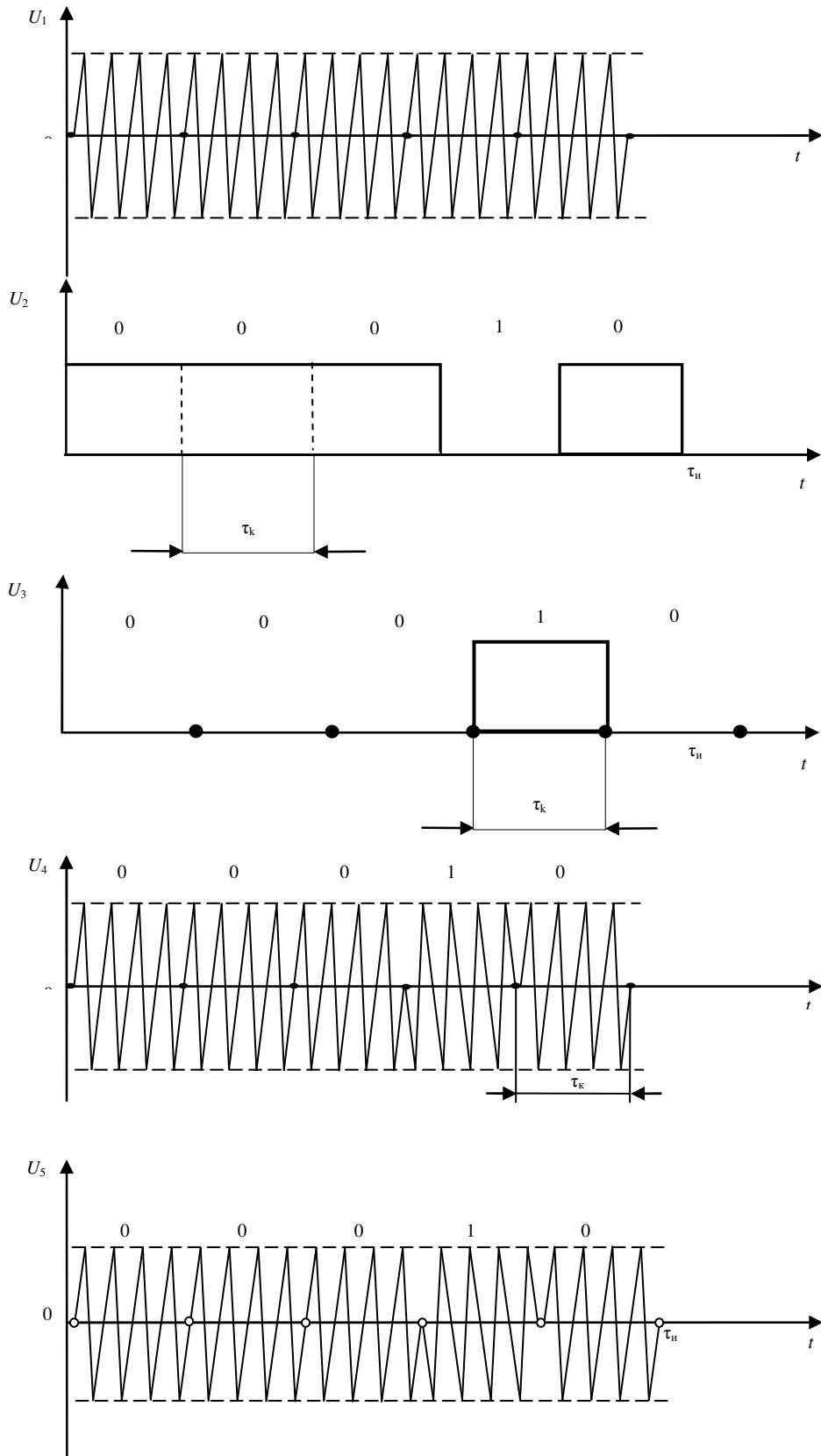


Рисунок 3.12 - Часові діаграми, що ілюструють роботу РЛС із зондуванням простору фазоманіпульованими радіоімпулсами

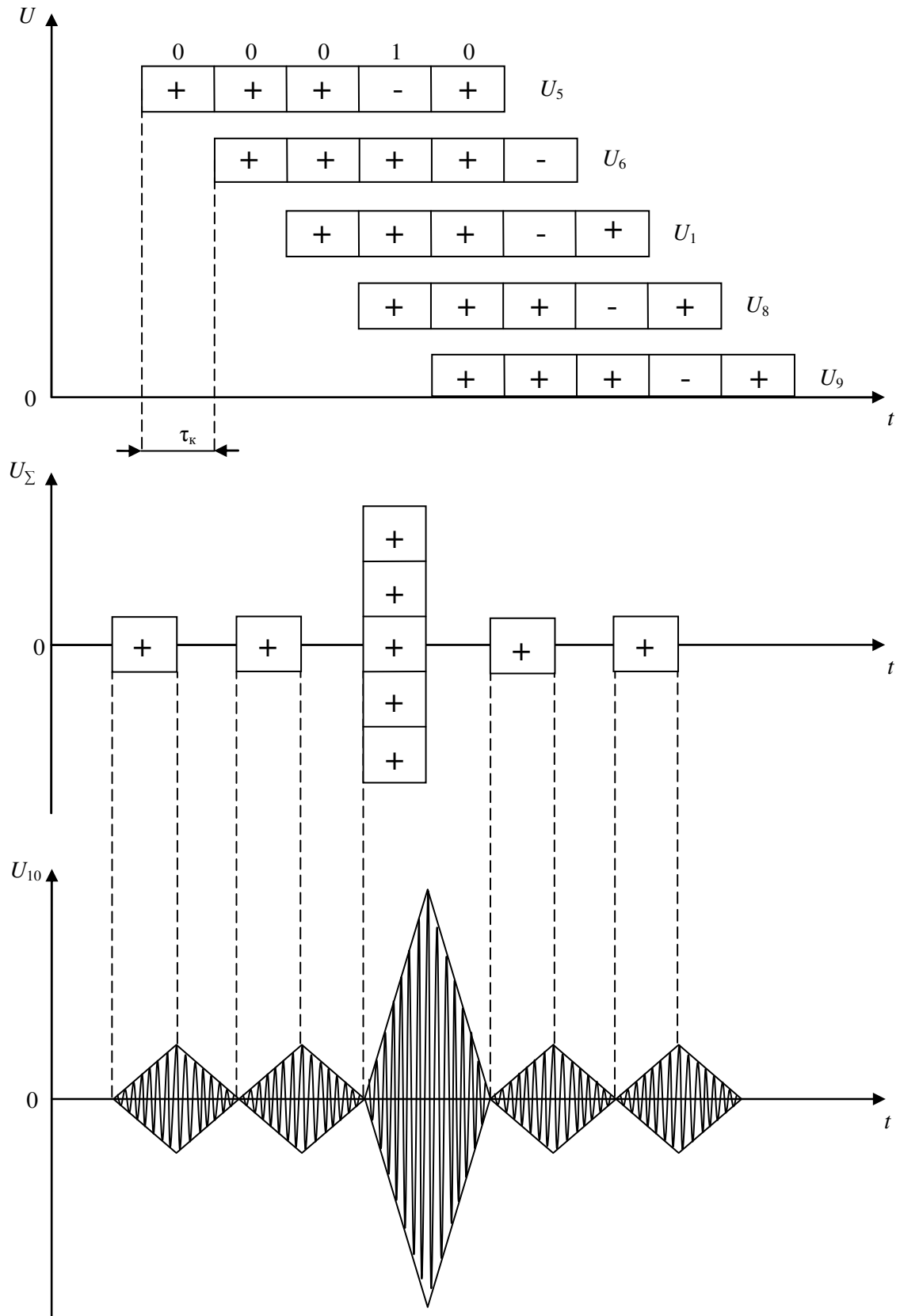


Рисунок 3.13 - Часові діаграми оптимальної фільтрації фазоманіпульованого імпульсу

Далі слідує детектор і вихідний пристрій РЛС, в якому здійснюються післядетекторне оброблення сигналів  $U_{11}$  і вимірювання дальності з використанням опорного імпульсу  $U_{12}$  синхронізатора РЛС. Співвідношення між максимум-



мами головного і бічних пелюсток в часі залежить від закону модуляції зонду-ючого імпульсу. Найбільш придатними є коди Баркера і нульові послідовності. Згадуваний закон зміни фаз 0 0 0 1 1 0 1 і 0 0 0 1 0 є кодами Баркера при  $n = 7$  і  $n = 5$ .

Зіставляючи імпульси з ЛЧМ і внутрішньофазовою маніпуляцією, помічаємо, що їх ефективність тим вище, чим більше добуток ширини спектра  $\Delta f_{\text{сн}}$  на тривалість зондуєчих імпульсів  $\tau_i$ . Цим вимогам понад усе задовольняє безперервне випромінювання, що модулюється шумами, оскільки в цьому випадку поряд з дуже великою тривалістю сигналу виходить дуже велика ширина спектра. Проте, технічно простіше реалізувати РЛС з шумоподібним випромінюванням, наприклад, у вигляді широких імпульсів або безперервних коливань, що мають дуже велике число  $n$  кодових інтервалів фазової маніпуляції, яка повторюється через період дотримання  $T_r$ . Збільшення  $n$  вносить хаотичність в закон модуляції, а це сприяє розширенню спектра. Оптимальне оброблення безперервних фазоманіпульованих коливань виробляється в кореляційному приймачі.

### ДОМАШНЄ ЗАВДАННЯ

1. Передавач імпульсної РЛС з піковою потужністю  $P_i = (N + M + 2)$  кВт випромінює дві послідовності імпульсів з частотами  $f_{r1} = M$  кГц і  $f_{r2} = N \cdot 10$  кГц. Визначити необхідну ширину імпульсів і їх енергію для кожної послідовності, якщо середня випромінювана потужність передавача постійна та відповідає величині  $P_{\text{ср}} = \frac{(N + M + 2)}{10}$  кВт. Значення  $N$  - номер студента за порядком в навчальній групі,  $M$  - номер групи.

2. Обчислити необхідні параметри випромінюваного сигналу РЛС - частоту повторення імпульсів  $f_r$ ,  $T$ ,  $\Delta R$ ,  $\tau$  для заданих значень діапазону відстаней однозначного вимірювання дальності  $R_u = (N + M) \cdot 10$  км і ширини смуги частот  $B = \frac{N}{30}$  МГц.

3. Розрахувати потенційні роздільну здатність за дальністю і середньоквадратичну помилку вимірювання дальності, мінімальну дальність і межу однозначного відліку вимірюваної дальності при наступних вихідних даних імпульсного дальноміра: тривалість імпульсу  $\tau_{\text{и}} = N$  мкс, час відновлення  $t_{\text{в}} = (M + 0.5)$  мкс, частота дотримання імпульсів  $f_r = N \cdot 100$  Гц і відношення сигнал/шум  $q_0 = (N + M)$ .

### КЛЮЧОВІ ПИТАННЯ

9. Які основні принципи роботи систем витягання інформації щодо дальності до об'єкта за імпульсного методу радіодальнометрії?

10. Приведіть основні технічні характеристики імпульсних дальномірів.

11. В якому випадку при імпульсному методі радіодальнометрії виникає невизначеність визначення дальності?

12. Для чого при імпульсному методі радіодальнометрії переходять від простих зондуючих сигналів до складних?

13. Привести можливі варіанти реалізації зондуючих сигналів при імпульсному методі радіодальнометрії та пояснити основні переваги та недоліки використання її в процесі витягання інформації.

14. Яке основне призначення кожного з елементів структурної схеми імпульсного дальноміра?

15. Чим визначається потенційна точність визначення дальності при імпульсному методі радіодальнометрії?

16. Поясніть принцип вимірювання дальності при застосуванні зондуючих сигналів з ЛЧМ.

17. В чому полягає стиснення зондуючих сигналів в застосуваннях імпульсної радіодальнометрії?

## **ЛАБОРАТОРНЕ ЗАВДАННЯ**

При виконанні лабораторного завдання на лабораторному макеті слід вибрати номер варіанта, що відповідає номеру бригади та номеру групи.

4. Дослідження принципів імпульсного методу радіодальнометрії.

1.4 Дослідження базових принципів імпульсного методу вимірювання дальності. У відповідності до значень максимальної дальності та необхідної точності вимірювання, заданої індивідуальним варіантом лабораторного завдання, визначити параметри зондуючого сигналу імпульсного дальноміра (період зондуючого сигналу, ширина окремих імпульсів, середня та пікова потужність, тощо). Привести часові діаграми, характеризуючи принцип дії імпульсної РЛС в тестових точках.

1.5 Дослідження роздільної здатності за дальністю базової реалізації імпульсного методу вимірювання дальності. Встановити на лабораторному макеті кількість нерухомих об'єктів, що відповідає двом, та визначити параметри зондуючого сигналу для однозначного вимірювання дальності до максимально віддаленого об'єкта. Визначити мінімальну потенційну роздільну здатність за дальністю та мінімальну дальність дії імпульсної РЛС за параметрів зондуючого сигналу, визначених в п.1.1. Дослідити забезпечення роздільної здатності за дальністю при відстанях, що відповідають максимальній і мінімальній дальності між об'єктами, а також на відстанях, за яких виникає невизначеність.

5. Дослідження імпульсного методу вимірювання дальності з складними зондуючими сигналами.

2.3 Відповідно до варіанта лабораторного завдання визначити параметри складного зондуючого сигналу з ЛЧМ, що забезпечують вимірювання дальності до об'єкта спостереження радіолокації. Занести в протокол часові та спектральні діаграми в тестових точках, що характеризують принцип дії імпульсного радіодальноміра з ЛЧМ сигналом при пасивному та активному формуванні зондуючого сигналу.

2.4 Відповідно до варіанта лабораторного завдання визначити параметри складного зонduючого сигналу з ФМ, що забезпечують вимірювання дальності до об'єкта спостереження радіолокації. Занести в протокол часові та спектральні діаграми в тестових точках, що характеризують принцип дії імпульсного радіодальноміра з ФМ сигналом.

2.5 Оцінити залежність похибки визначення дальності від відношення сигнал/шум в каналі та від ширини спектра зонduючого сигналу. Визначити параметри імпульсного дальноміра з складним зонduючим сигналом, що забезпечує необхідну точність визначення дальності.

## Лабораторна робота № 4

### РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ФАЗОВИЙ МЕТОД РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ

**Мета роботи:** вивчення базових принципів та можливих реалізацій фазового методу радіопеленгації; дослідження характеристик радіоелектронних систем фазової радіопеленгації та впливу зовнішніх чинників на якість їх функціонування.

#### КЛЮЧОВІ ПОЛОЖЕННЯ

##### 1. БАЗОВІ ПРИНЦИПИ РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ

Основним завданням радіопеленгації є визначення кутових координат на об'єкт радіолокаційного спостереження або на джерело радіовипромінювання.

Можливість радіопеленгації об'єкта обумовлюється відмінністю фізичних характеристик об'єкта (розмір, форма, тощо) від характеристик оточуючого середовища. Розрізняють пасивну радіопеленгацію, коли використовується природна відмінність пеленгованого об'єкта радіолокаційного спостереження, і активну, коли об'єкт опромінюється електромагнітними хвилями від штучного випромінювача і аналізується відбите ним випромінювання або ретрансльовані сигнали.

Типова узагальнена схема радіопеленгатора показана на рис. 4.1.

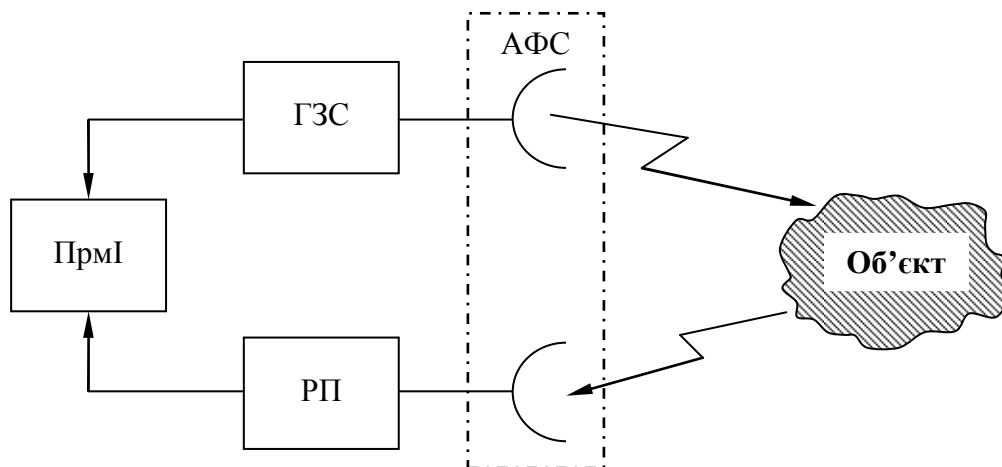


Рисунок 4.1 – Типова узагальнена схема радіопеленгатора

Радіопеленгатор складається з генератора зондуючого сигналу (ГЗС), антенно-фідерної системи (АФС), що реалізує передавання та приймання радіохвиль від пеленгованого об'єкта, радіоприймача (РМ) і так званого прийомо-індикатора (Прмі). У Прмі в результаті порівняння амплітуд (при амплітудному методі) або вимірювання різниць фаз (при фазовому методі) радіосигналів на вході АФС, формується інформація про кутові координати (кути) між напрямом на пеленгований об'єкт і основними площинами, прийнятими за початок відліку (рис. 4.2).

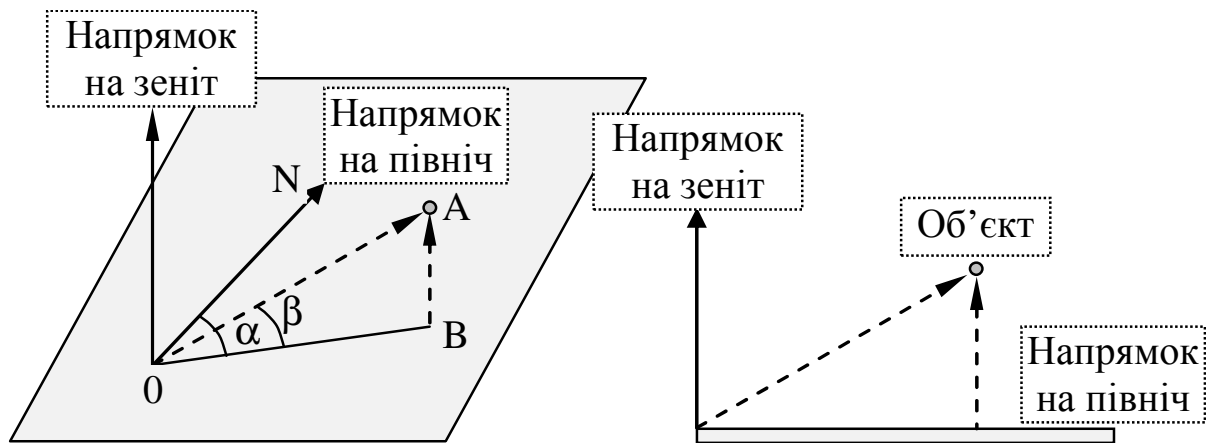


Рисунок 4.2 – Радіолокаційні координати точкового об'єкта

В універсальних (двокоординатних) радіопеленгаторах вимірюються обидва кути  $\alpha$  і  $\beta$ , що визначають цей напрям, в азимутних - один з них.

В міру автоматизації вимірювань і за способом індикації напрямку на пеленгований об'єкт розрізняють наступні типи радіопеленгаторів: неавтоматичні (слухові) - з індикацією за мінімумом або максимумом чутності сигналів пеленгованого об'єкта, півавтоматичні (візуальні) - із стрілочним індикатором або електронно-променевою індикацією, автоматичні - з цифровим відліком вимірюваних параметрів.

Радіолокація з використанням двох радіопеленгаторів, розташованих на значній відстані один від одного (такому, щоб напрями на джерело радіовипромінювання відрізнялися не менше ніж на  $30^\circ$ ), дозволяє визначити місце розташування пеленгованого об'єкта - він розташований в точці перетину обох напрямів. Радіопеленгація (одночасно або з невеликими інтервалами) двох чи більш джерел радіовипромінювання, положення яких відоме, дозволяє визначити місце розташування об'єкта, з якого ведеться радіолокаційне спостереження.

## 2. ПРИНЦИП ФАЗОВОГО МЕТОДУ РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ

При пеленгації фазовим методом застосовують антенну систему, яка дозволяє розрізнити сигнали, що надходять з різних напрямів, шляхом аналізу фаз сигналів, що приймаються декількома антенами.

Нехай в точках 1 і 2 (рис. 4.3), рознесених в просторі на відстань  $b$ , що називається базою системи, розміщені приймальні антени у вигляді ненаправлених вібраторів. На них діє відбита від об'єкта радіолокаційного спостереження плоска електромагнітна хвиля, що переносить безперервні гармонічні коливання частоти  $f_0$ , приходить під кутом  $\alpha$  до нормалі цієї бази.

Вібратор 1 віддалено від джерела випромінювання (або відбиття при активному режимі роботи) відносно вібратора 2 на відстань  $\Delta r = b \cdot \sin \alpha$ , яка відповідає різниці часу приходу коливань на вказані вібратори:

$$\Delta t = \frac{\Delta r}{c} = \frac{b}{c} \cdot \sin \alpha . \quad (4.1)$$

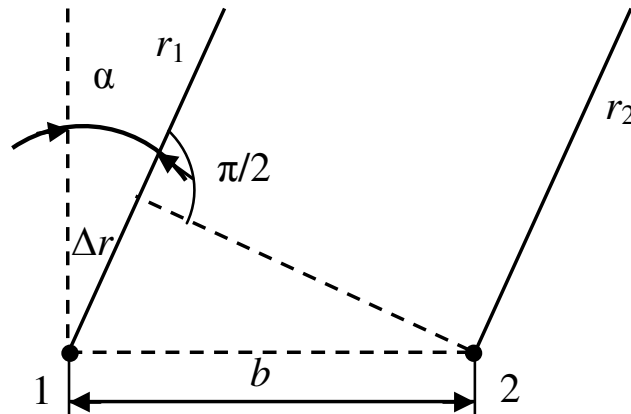


Рисунок 4.3 – Вимірювання пеленга на об'єкт фазовим методом

При цьому фази коливань з виходу вібратора 1 та вібратора 2 відрізняються на величину

$$\Delta \varphi = 2\pi f_0 \Delta t = 2\pi \frac{b}{\lambda} \sin \alpha . \quad (4.2)$$

де  $\lambda$  - довжина хвилі;

$\Delta \varphi$  - різниця фаз.

За виміряною різницею фаз та відомими базою та довжиною хвилі можливо визначити величину  $\alpha$ , що характеризує напрям на об'єкт.

### 3. РЕАЛІЗАЦІЯ ФАЗОВОГО МЕТОДУ РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ

Розглянемо варіанти реалізації радіопеленгаторів, базованих на застосуванні фазового методу (рис. 4.4).

Електромагнітні коливання, що приймаються вібраторами 1 та 2, описують наступним чином:

$$u_1 = U_1 \cos(2\pi f_0 t + \psi) \quad (4.3)$$

і

$$u_2 = U_2 \cos(2\pi f_0 t + \psi + \Delta \phi) , \quad (4.4)$$

де  $\psi$  - початкова фаза коливань.

$U_1$  та  $U_2$  - амплітуди коливань.

Ці коливання підсилюють і піддають фільтрації від завад в резонансних підсилювачах (РП), після чого сигнали поступають для подальшого аналізу в фазовий детектор (ФД) (рис. 4.4,а).

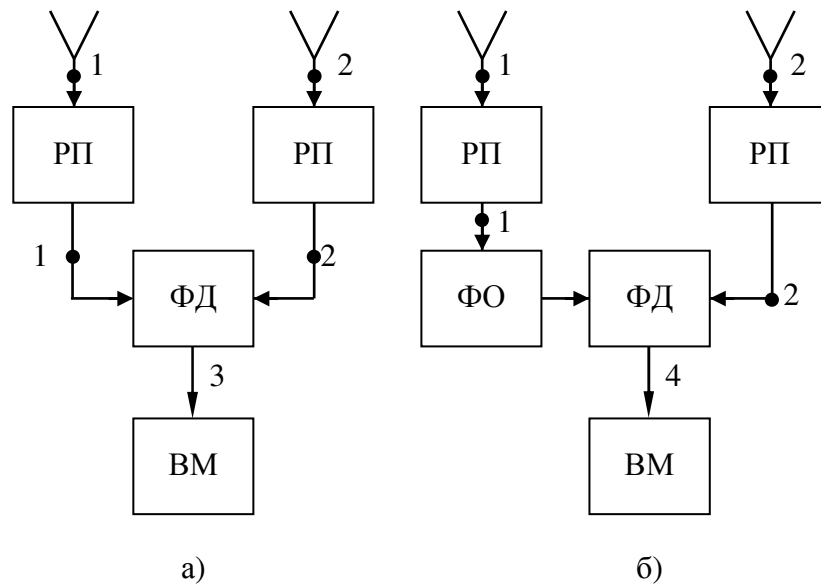


Рисунок 4.4 – Структурні схеми фазових пеленгаторів

В результаті на виході ФД виробляється напруга

$$u_3 = kU_1U_2 \cos \Delta\phi = U_3 \cos \left( 2\pi \left( \frac{b}{\lambda} \right) \sin \alpha \right), \quad (4.5)$$

де  $k$  - коефіцієнт пропорційності;

$U_3 = kU_1U_2$  - амплітуда сигналу на виході ФД

Напруга  $u_3$  на виході фазового детектора вимірюється індикаторним пристроєм, що може бути реалізовано як вольтметр (ВМ).

Залежність відносної напруги на виході фазового радіопеленгатора від кута приходу називається пеленгаційною характеристикою  $F_1(\alpha)$ , яка визначається виразом:

$$F_1(\alpha) = \frac{u_3}{U_3} = \cos \left( 2\pi \left( \frac{b}{\lambda} \right) \sin \alpha \right) \quad (4.6)$$

Приклад пеленгаційної характеристики при фазовому методі подано на рис. 4.5. Пеленгаційна характеристика є парною функцією кута (пеленга), а чутливість пеленгації, тобто крутизна характеристики пеленгації, при нульовому значенні кута, коли антенна система направлена на об'єкт випромінювання, визначається таким чином:

$$S_1 = \left. \frac{dF_1(\alpha)}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = 0 \quad (4.7)$$

Парність пеленгаційної характеристики призводить до двозначності визначення кута, що є серйозним недоліком системи, а нульова чутливість в її максимумі різко зменшує точність визначення кута за максимумом вимірюваної характеристики.

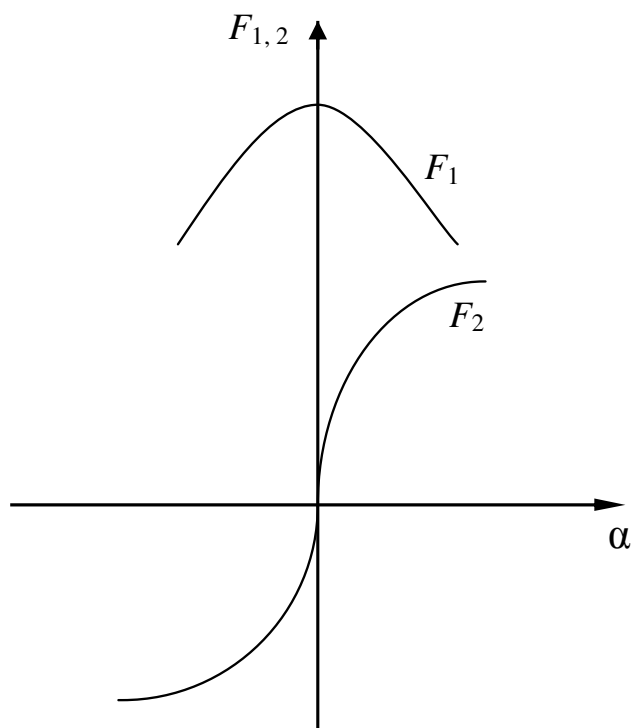


Рисунок 4.5 – Пеленгаційні характеристики при фазовому методі

Щоб уникнути цих недоліків, систему оброблення доповнюють фазообертачем (ФО) на кут  $\pi/2$  (рис. 4.4,б). Тоді з виходу фазообертача на фазовий детектор поступить напруга

$$u_3 = U_1 \sin(2\pi f_0 t + \psi), \quad (4.8)$$

а на його виході буде сформовано напругу

$$u_4 = U_4 \sin\left(2\pi\left(\frac{b}{\lambda}\right)\sin\alpha\right), \quad (4.9)$$

де  $U_4 = kU_1U_2$  - амплітуда коливання з виходу ФД.

При цьому пеленгаційна характеристика визначається таким чином

$$F_2(\alpha) = \frac{u_4}{U_4} = \sin\left(2\pi\left(\frac{b}{\lambda}\right)\sin\alpha\right) \quad (4.10)$$

та буде вже непарною функцією кута, а чутливість пеленгації

$$S_2 = \left. \frac{dF_2(\alpha)}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = \frac{2\pi b}{\lambda} \quad (4.11)$$

буде тим вище, чим більше відношення бази системи до довжини хвилі.

Подану на рис. 4.5 пеленгаційну характеристику  $F_2(\alpha)$  побудовано для незначних кутів  $\alpha$ , за яких  $\sin\alpha/\alpha$ .

Отже, для збільшення точності вимірювання кута слід збільшувати довжину бази по відношенню до довжини хвилі. Проте, вже при  $b > \lambda/2$  з'являється неоднозначність вимірювання кута. Дійсно, однозначне визначення різниці фаз коливань, що приймаються, можливо лише в межах  $2\pi$ , а при вико-



ристанні фазового детектора - лише в межах  $\pi$ . Діапазон же максимальної зміни різниці фаз складає

$$\Delta\phi_{\max} - \Delta\phi_{\min} = \frac{2\pi b}{\lambda} - \left(-\frac{2\pi b}{\lambda}\right) = \frac{4\pi b}{\lambda}. \quad (4.12)$$

Враховуючи це, умова однозначності вимірювання кута є такою:

$$\alpha_{\text{одн}} = \frac{\pi\lambda}{2\pi b} = \frac{\lambda}{2b}$$

$$\frac{4\pi b}{\lambda} \leq 2\pi, \quad (4.13)$$

Тобто видно, що однозначні показання пеленгатора можливо отримати, якщо кут  $2\pi b\alpha/\lambda$  не виходить за межі  $\pi$  (від  $-\pi/2$  до  $\pi/2$ ).

З (4.13) отримуємо, що

$$b \leq \frac{\lambda}{2}. \quad (4.14)$$

При його невиконанні з'являються зони неоднозначності, число яких

$$N = E\left(\frac{2b}{\lambda}\right) + 1 \approx \frac{2b}{\lambda}, \quad (4.15)$$

де  $E(x)$  – ціла частина від числа  $x$ .

Легко переконатися в тому, що при прийманні коливань від двох чи більше об'єктів показання вольтметра будуть неправильними. Отже, ця система не має роздільної здатності за напрямом.

Крім того, в фазових пеленгаторах, як і в фазових дальномірах, існує протиріччя між точністю вимірювань та межею однозначного вимірювання кута: для підвищення точності необхідно збільшувати величину бази, але для розширення діапазону однозначного вимірювання необхідно її зменшувати. Таке протиріччя може бути усунено введенням додаткової антени А3 (рис. 4.6) з таким розрахунком, щоб більш грубе, але однозначне вимірювання пеленга здійснювалось за допомогою антен А1 та А2 з малою базою  $b_1$ , а уточнення показань цих пеленгаторів здійснювалось за допомогою антен А1 та А3, розділених значно більшою базою  $b_2$ .

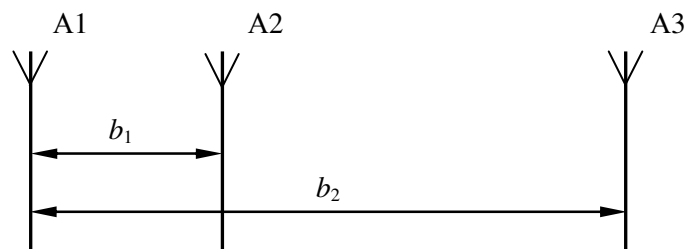


Рисунок 4.6 – Методи підвищення точності визначення пеленга в широкому діапазоні

Іншим шляхом вирішення цієї проблеми є перехід від низьких радіочастот до надвисоких, де можливо розмістити дві антени на спільному поворотному пристрої та отримати діаграму направленості з шириною, значно меншою діапазону вимірюваних пеленгів. При цьому зменшення довжини хвилі підвищує пеленгаційну чутливість таким же чином, як збільшення бази, а перекриття необхідного діапазону однозначно вимірюваних величин пеленга досягається поворотом антенної системи.

Таке технічне рішення забезпечує ще одну перевагу: радіопеленгатор на низьких частотах не дозволяє розрізнити об'єкти радіолокаційного спостереження внаслідок досить широкої діаграми направленості антенної системи, в той час як гостронаправлені антени НКХ надають пеленгатору високу роздільну здатність за напрямом.

Потенційна (мінімальна) середньоквадратична величина помилки вимірювання кута характеризується таким чином:

$$\sigma_{\alpha_{\min}} = \frac{\lambda}{2\pi b} \cos \alpha \sqrt{q}, \quad (4.16)$$

де  $q$  – відношення сигнал/шум.

Тобто помилка тим менше, чим більше відношення сигнал/шум та відношення бази до довжини хвилі, а також чим менше відхиляється напрям на об'єкт радіолокаційного спостереження від перпендикуляра до бази антен (менше  $\alpha$ ).

### КЛЮЧОВІ ПИТАННЯ

1. Приведіть та поясніть базові принципи радіопеленгації.
2. Поясніть роботу радіопеленгатора за фазовим методом.
3. Що називається пеленгаційною характеристикою?
4. Яким чином можливо підвищити ефективність вимірювання пеленга за пеленгаційною характеристикою при фазовому методі?
5. Приведіть недоліки фазового методу радіопеленгації.
6. Назвіть переваги використання методу вимірювання пеленга з трьома антенами.
7. Від чого залежить потенційна точність вимірювання кута? Яким чином можна збільшити цю точність?

### ДОМАШНЄ ЗАВДАННЯ

1. У фазовому пеленгаторі з робочою частотою  $f_0 = ((N \cdot M) \cdot 100)$  МГц була прийнята відбита від об'єкта електромагнітна хвиля: у антені 1 через  $(N+M)/2$  нс, а в антені 2 - через  $N/30$  нс ( $N$  - порядковий номер студента в групі,  $M$  - номер групи). Визначити, чи буде така радіолокаційна система однозначно вимірювати напрям на об'єкт, подати зафіксовані показання індикатора фазового пеленгатора. В тому разі, якщо виявилось, що система не забезпечує однозначного вимірювання, тоді необхідно вказати, за яких умов цей недолік буде усунено.

2. Визначити середньоквадратичну помилку при пеленгації фазовим методом за відношення сигнал/шум у каналі  $q = (N \cdot M + 5)$ , відношенні  $b/\lambda = 10$  та  $\alpha = N$ .

## ЛАБОРАТОРНЕ ЗАВДАННЯ

При виконанні лабораторного завдання на лабораторному макеті слід вибрати номер варіанта, що відповідає номеру бригади та номеру групи.

1. Дослідження базової реалізації фазового методу радіопеленгації.

Дослідження принципів базової реалізації фазового методу радіопеленгації. У відповідності до максимального вимірюваного значення кута та відстані до об'єкта, заданого індивідуальним варіантом лабораторного завдання, визначити параметри фазового пеленгатора (частота і відповідна довжина хвилі, розмір бази, тощо). Оцінити точність визначення дальності, що забезпечується при цих параметрах, записати умову однозначності визначення кута для встановлених параметрів фазового пеленгатора.

Дослідження характеристик фазового радіопеленгатора. У відповідності до параметрів радіопеленгатора, визначених в п.1.1 привести часові залежності на виході фазообертача, фазового детектора та індикаторного пристрою. Побудувати пеленгаційні характеристики та пеленгаційну чутливість для обох варіантів реалізації (з фазообертачем та без нього). При визначених в п.1.1 параметрах радіопеленгатора побудувати точність визначення пеленга в залежності від відношення сигнал/шум.

Дослідження роздільної здатності за дальністю базової реалізації фазового методу радіопеленгації. Встановити на лабораторному макеті кількість об'єктів, що відповідає двом, та визначити параметри радіопеленгатора для однозначного вимірювання кута до максимально віддаленого об'єкта. За результатами виконання зробити висновки щодо роздільної здатності фазового методу радіопеленгатора.

2. Дослідження методів підвищення ефективності фазового методу радіопеленгації.

2.1 Дослідження методу радіопеленгації з трьома антенами. Відповідно до варіанта лабораторного завдання визначити параметри радіопеленгатора з трьома антенами, що забезпечують вимірювання пеленга до об'єкта спостереження радіолокації з точністю не менш  $0.1^\circ$ .

2.2 Дослідження методу радіопеленгації з підвищенням частоти випромінювання. Встановити на лабораторному макеті кількість об'єктів, що відповідає двом, та визначити параметри радіопеленгатора для однозначного вимірювання кута до максимально віддаленого об'єкта. Визначити порогове значення частоти випромінювання, за якої буде забезпечуватись роздільна здатність за напрямом.

## Лабораторна робота № 5

### РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ВИТЯГАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. АМПЛІТУДНИЙ МЕТОД РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ

**Мета роботи:** вивчення принципів дії систем радіопеленгації, базованих на використанні амплітудного вимірювання кутових координат в приймачі РЛС, базуючись на методах максимуму, мінімуму та порівняння. Дослідження характеристик амплітудних пеленгаторів та впливу зовнішніх факторів на точність вимірювання.

### КЛЮЧОВІ ПОЛОЖЕННЯ

#### 1. ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ

Окрім фазового методу вимірювання кутових координат об'єкта радіолокаційного спостереження на практиці отримали широке використання амплітудні методи радіопеленгації. Ці методи, в основному, базуються на використанні направлених антен в станції радіолокації спостереження та аналізі змінення характеристик діаграм направленості.

При амплітудній радіопеленгації розглядають направлені властивості антени, що кількісно характеризують діаграмою направленості по полю  $f(\alpha)$ :

$$\dot{f}(\alpha) = f(\alpha) \cdot e^{j\phi(\alpha)} \quad (5.1)$$

$f(\alpha)$ ,  $\phi(\alpha)$  - визначають залежність амплітуди і фази на виході антени від кутової координати джерела випромінювання.

Діаграма направленості  $f(\alpha)$  визначається розподілом струму (поля) в розкриві антени і розмірами розкриву. Нехай лінійний розкрив орієнтовано вздовж осі  $X$ . Розмір розкриву дорівнює  $D$  (рис. 5.1,а).

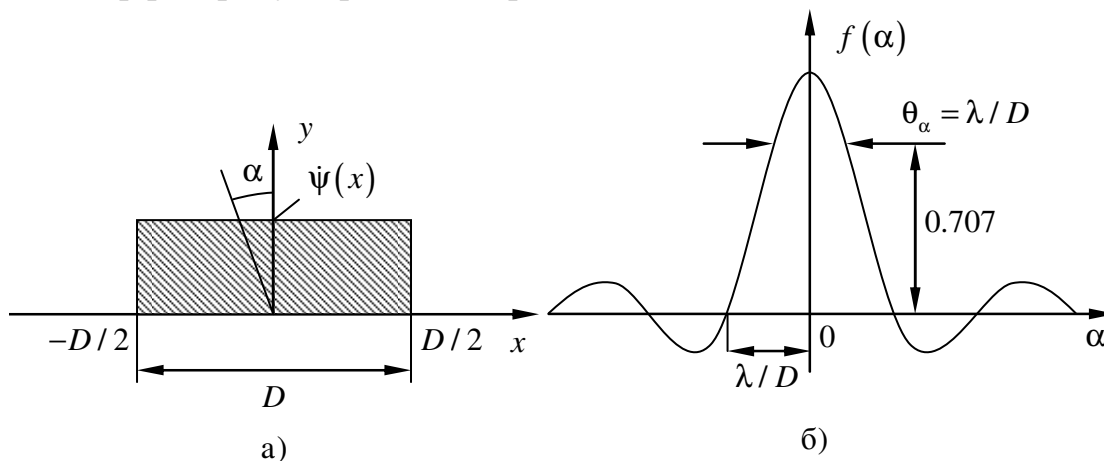


Рисунок 5.1 – До пояснення формування діаграми направленості імпульсної РЛС

Тоді  $f(\alpha)$  визначається виразом

$$f(\alpha) = \frac{\sin\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \alpha\right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin \alpha} \quad (5.2)$$

У декартовій системі координат діаграма направленості подана на рис. 5.1,б. Перший нуль відповідає величині  $\alpha$ , при якій  $\pi D / \lambda \sin \alpha = \pi$  або  $\sin \alpha = \frac{\lambda}{D}$ .

Оскільки, для антен діапазону НВЧ розміри розкриву значно перевищують довжину хвилі ( $D \gg \lambda$ ), то  $\sin \alpha \approx \alpha$ . Тоді перший нуль діаграми направленості знаходиться на відстані  $\alpha = \frac{\lambda}{D}$ .

Ширина діаграми направленості (на рівні 0.707) приблизно дорівнює

$$\theta_\alpha = \frac{\lambda}{D} \quad (5.3)$$

Формулу (5.3) найчастіше використовують в наближених інженерних розрахунках. Наприклад, якщо розмір розкриву антени  $D = 0.5$  м, довжина хвилі випромінювання  $\lambda = 3$  см, то ширина діаграми направленості (ширина променя) антени в радіанах

$$\theta_\alpha = \frac{\lambda}{D} = \frac{0,03}{0,5} = 0,06$$

або в градусах

$$\theta_\alpha = \frac{\lambda}{D} = \frac{0,06 \cdot 180^\circ}{\pi} = 3,4^\circ$$

Графічне подання діаграми направленості антени РЛС подано на рис. 5.2. Числовою характеристикою діаграми направленості вважають кут розкриву між радіус-векторами напруги на вході приймача, що становлять 0,707 від максимального значення. Якщо діаграма направленості задана не за напругою, а за потужністю, то її ширину вимірюють кутом на рівні половини максимальної потужності. Ширина діаграми направленості в горизонтальній площині вибирається в межах 1-0,250.

Поряд з шириною променя важливою характеристикою є рівень бічних пелюсток (рис. 5.1,б). У реальній обстановці бічними пелюстками приймають потужні заважаючі сигнали, які порушують роботу систем. Тому рівень бічних пелюсток антени визначає таку важливу характеристику радіотехнічної системи, як завадостійкість. Для рівномірного розподілу струму в розкриві рівень першої бічної пелюстки ослаблений по відношенню до головного на 13,4 дБ. Для зменшення рівня бічних пелюсток антени використовують функції розподілу струмів  $\psi(x)$ , що спадають на краях розкриву. Проте, при цьому спостерігається розширення головного променя в порівнянні з випадком рівномірного розподілу поля. Фазовий множник  $\phi(x)$ , при розподілах струму в розкриві анте-

ни, що описуються парними функціями  $\psi(x)$ , в бічних пелюстках набуває значення  $K_l$  ( $K$  – номер пелюстка).

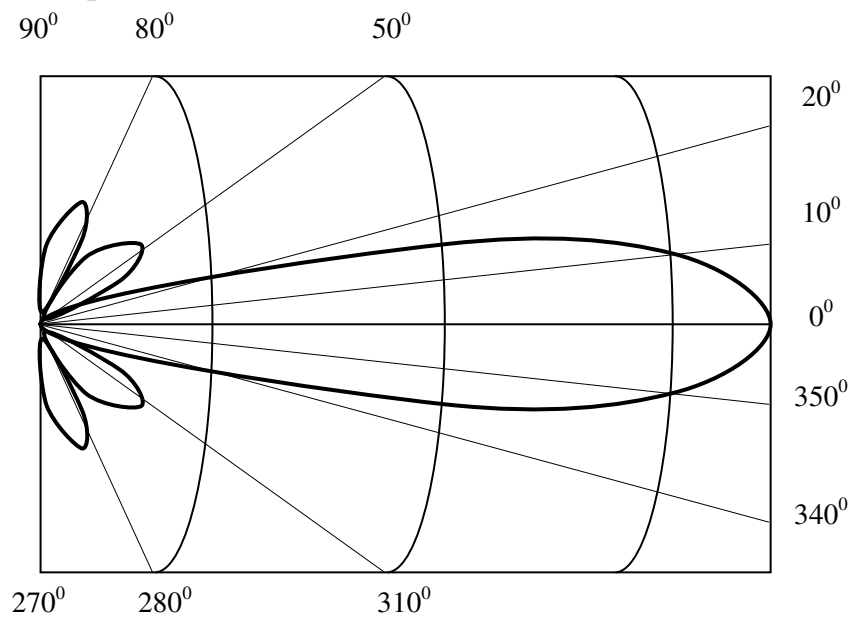


Рисунок 5.2 – Діаграма направленості антени РЛС

## 2. ПРИНЦИП АМПЛІТУДНОГО МЕТОДУ РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ

Направлені властивості антени дозволяють отримати кутове “зabarвлення” сигналу, що приймається. Сенс забарвлення полягає в тому, що амплітуда і фаза сигналу на виході антени залежать від кутової координати джерела випромінювання. Формально в комплексному поданні прийнятий сигнал можна представити як добуток якоїсь комплексної функції  $\dot{S}(t)$  в часі, що описує сигнал, на комплексну діаграму направленості антени:

$$S_{np}(t, \alpha) = K \dot{S}(t) f(\alpha), \quad (5.4)$$

де  $K$  – коефіцієнт пропорційності, що визначає інтенсивність прийманого сигналу,  $\alpha$  - кутова координата об’єкта радіолокаційного спостереження.

З (5.4) видно, що  $\alpha$  формально є параметром прийнятого сигналу і завдання полягає лише в тому, щоб виділити інформацію про величину цього параметра. Проте, виявляється, що сигнал, прийнятий одноканальною системою (при нерухомій антені), не забезпечує можливості визначення кутової координати. Причиною цього є невизначеність умов приймання. Невизначеним в (5.1) є коефіцієнт  $K$ , величина його залежить від відстані до випромінювача, його потужності. В разі активної радіолокації – тип об’єкта, ракурсу, тощо. Внаслідок невідомості відстані до джерела випромінювання невідомою є і фаза сигналу. Таким чином, кутове "зabarвлення" сигналу, прийнятого одноканальною нерухомою антеною, не може бути виявлено спостерігачем. Звичайно розміри зони, в межах якої здійснюється спостереження, значно більше ширини променя. Тому здійснюють обертання променя. Залежність амплітуди прийнятого сигналу в (5.4) від різниці кутів  $\theta = (\alpha - \alpha_0)$  між напрямом максимуму діаграми направленості антенної системи  $\alpha_0$  і напрямом на об’єкт радіолокаційного спостереження  $\alpha$  використовують для вимірювання кутової координати.

### 3. РЕАЛІЗАЦІЯ АМПЛІТУДНОГО МЕТОДУ РАДІОПЕЛЕНГАЦІЇ

За способом реалізації амплітудний метод прийнято класифікувати на:

- метод максимуму;
- метод мінімуму;
- метод порівняння амплітуд сигналів (рівносигнальний метод).

**Метод максимуму.** В процесі огляду простору силовий привід обертає антену (рис. 5.3), а кут повороту її діаграми направленості (ДН) контролюється вказівником (рис. 5.4). Прийняті антеною сигнали надходять у приймач, вихід якого підключено до вимірника, наприклад до ВКП. За показниками вимірювального приладу можна побудувати характеристику (рис. 5.5):

$$U_m = U_{mm} \cdot f(\alpha) \quad (5.5)$$

де  $U_{mm}$  - максимальна амплітуда вихідної напруги приймача;

$f(\alpha)$  - нормована діаграма направленості антени, яка показує, яку частину від  $U_{mm}$  становить амплітуда вихідної напруги приймача  $U_m$  при даному напрямку  $\alpha$  максимуму діаграми.

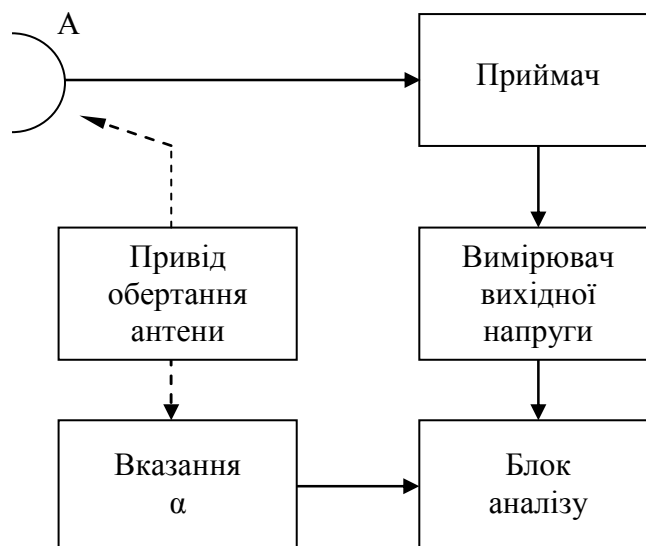


Рисунок 5.3 – Структурна схема одноканального пеленгатора

Якщо та сама антена використовується для передавання й приймання, то амплітуда сигналу двічі множиться на функцію направленості антени й у рівняння характеристики вводиться  $f^2(\alpha)$  замість  $f(\alpha)$ . Ширина цієї характеристики має велике практичне значення, тому що вона визначає потенційні (граничні) можливості методу пеленгації.

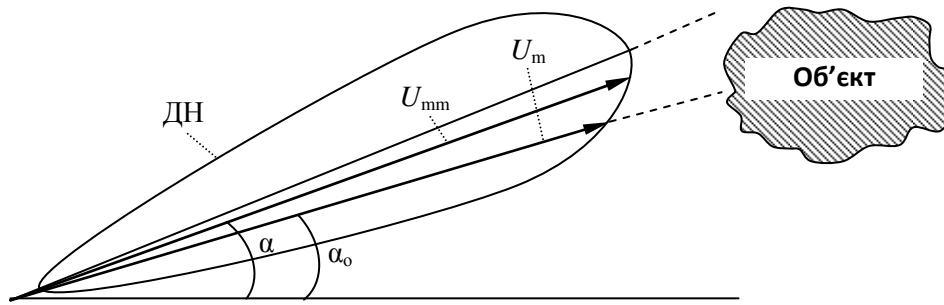


Рисунок 5.4 – Діаграма направленості при вимірюванні пеленгу

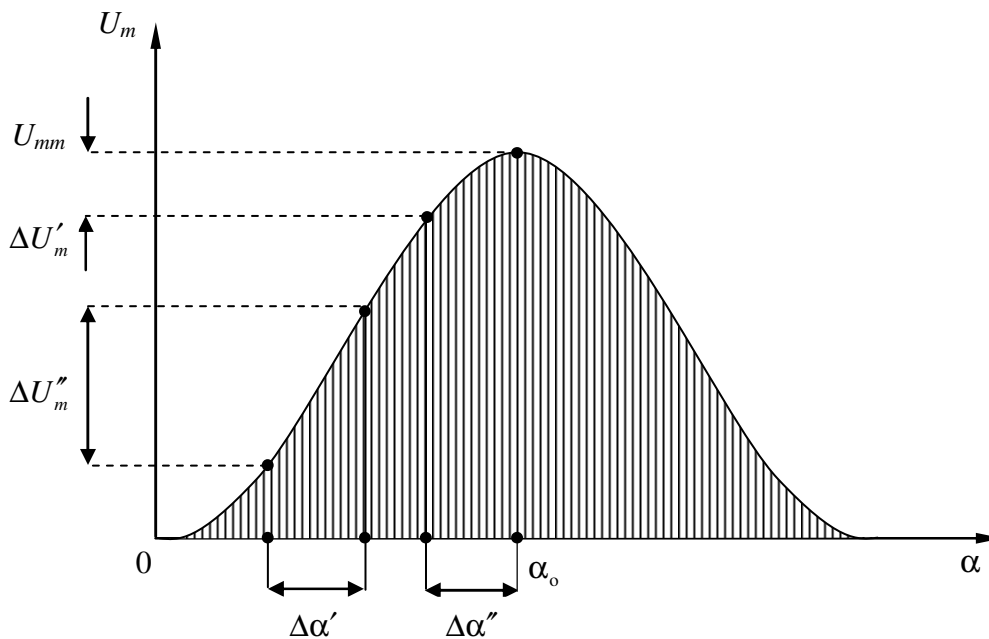


Рисунок 5.5 – До визначення пеленгу об'єкта по методу максимуму

Промінь антени, обертаючись, набігає на об'єкт радіолокаційного спостереження, потім віддаляється від нього. Амплітуда відмітки об'єкта на екрані ВКП відповідно зростає й знижується (рис. 5.6,а-б). Найбільша висота відмітки  $U_{min}$  утворюється при збігу максимуму діаграми з напрямком на об'єкт радіолокаційного спостереження, і тоді оператор зчитує куту координату  $\alpha_{об}$  за шкалою вказівника кута  $\alpha$  (див. рис. 5.3-5.5).

Як видно з рис. 5.5, прирости кутувої координати викликають тим менші збільшення амплітуди прийнятого сигналу, чим ближче напрямок на об'єкт до напрямку максимуму функції направленості антени. Наприклад, зміна амплітуди  $\Delta U_m'$  на вершині характеристики набагато менше, чим  $\Delta U_m''$  (на схилі характеристики), незважаючи на те, що вони викликані однаковим збільшенням кута ( $\Delta\alpha' = \Delta\alpha''$ ).



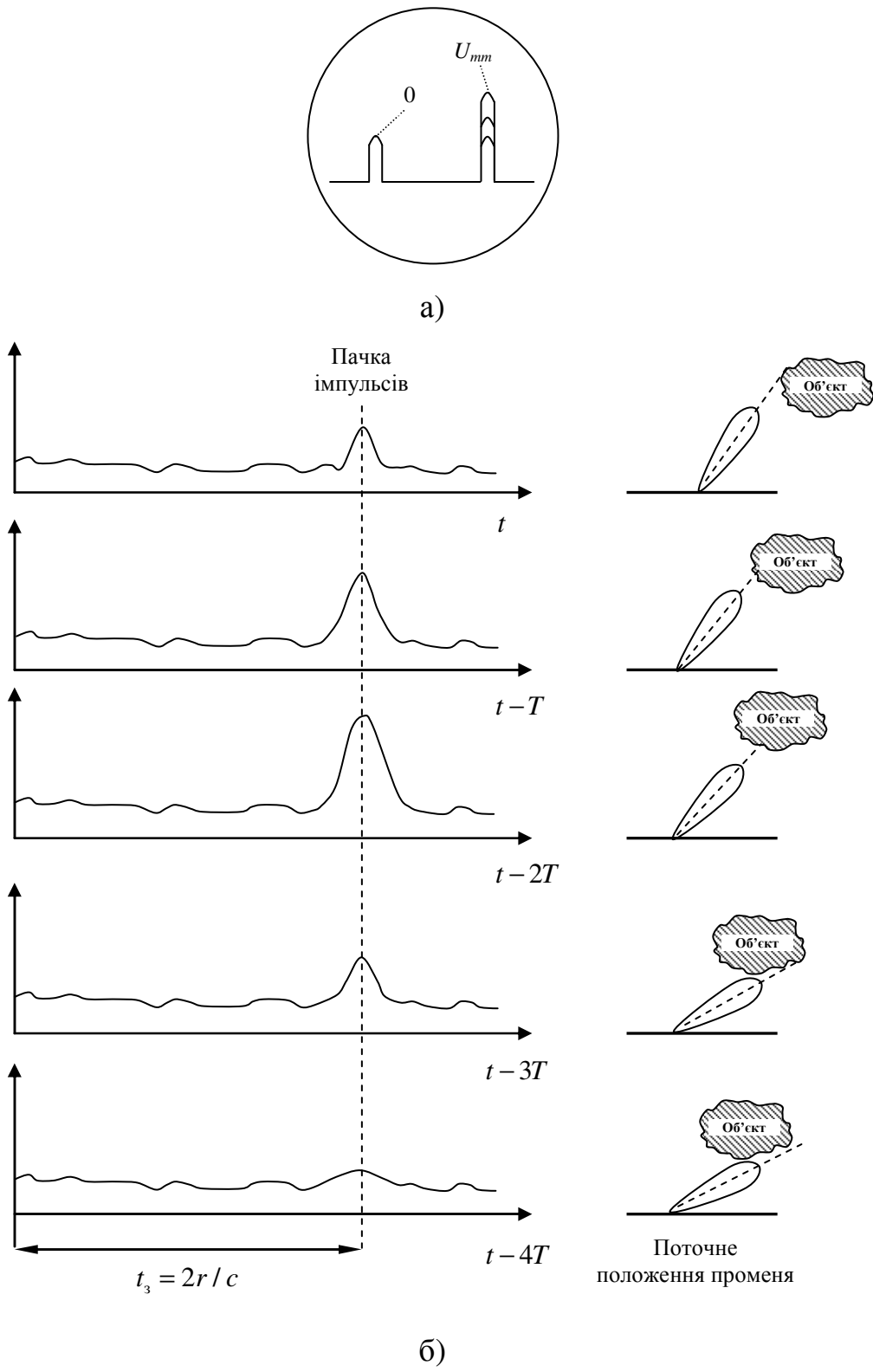


Рисунок 5.6 – Процес формування зображення на екрані ВКП

У таких умовах, навіть при виразнім розрізненні сигналу й завад, середньоквадратична потенційна похибка пеленга  $\sigma_{\alpha_n}$  становить досить значну величину - (0,1-0,25) ширини діаграми направленості антени на рівні половинної потужності  $2\varphi_{0,5}$ :

$$\sigma_{\alpha_n} = (0,1-0,25) \cdot 2\varphi_{0,5} \tag{5.6}$$

Ширина ДН  $2\varphi_{0,5}$  визначає потенційну роздільну здатність за кутовою координатою  $\Delta\alpha_{\min}$  тому що роздільна пеленгація двох об'єктів можлива, якщо тільки один об'єкт опромінюється значно, а інший об'єкт у цей час досить незначно або зовсім не опромінюється:

$$\Delta\alpha_{\min} = 2\varphi_{0,5} \quad (5.7)$$

Метод максимуму відрізняється простотою вимірювань пеленга й максимально можливим рівнем сигналу, у зв'язку із чим він знайшов застосування в РЛС, розрахованих на велику дальність виявлення об'єктів радіолокаційного спостереження при низькій точності вимірювання координат, а також у РЛС із гостронаправленими антенами.

**Метод мінімуму.** Метод мінімуму означає, що пеленг об'єкта зчитується тоді, коли з напрямком на об'єкт збігається мінімум ДН антени (рис. 5.7).

Для цього придатні антени з яскраво вираженим мінімумом діаграми направленості, наприклад, з показаною на рис. діаграмою у формі кардіоїди. Внаслідок того, що на виході приймача завжди є напруга завад  $U_{ш}$ , то виявити нульовий сигнал неможливо (рис. 5.8).

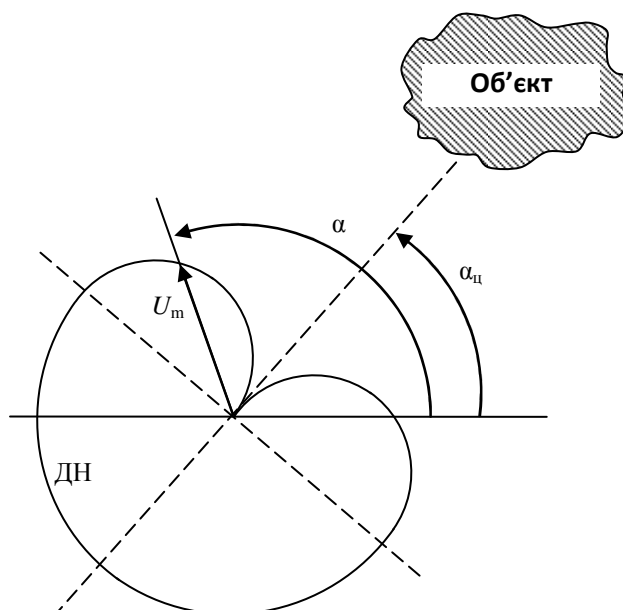


Рисунок 5.7 – Процес визначення пеленга об'єкта за методом мінімуму

У таких умовах пеленг обчислюють як середнє арифметичне двох найближчих кутів  $\alpha_1, \alpha_2$ , при яких сигнал виділяється на фоні завад:

$$\alpha_{об} = (\alpha_1 + \alpha_2) / 2 \quad (5.8)$$

Кутомірний пристрій найбільш чутливий до відхилення об'єкта в області мінімуму ДН. Проте необхідне для такої пеленгації відношення сигнал/шум може бути отримане лише в радіонавігаційних станціях (РНС), оскільки сигнал РНС створюється прямим випромінюванням передавача. У радіолокації, де використовуються дуже слабкі відбиті сигнали, метод мінімуму не знайшов застосування.

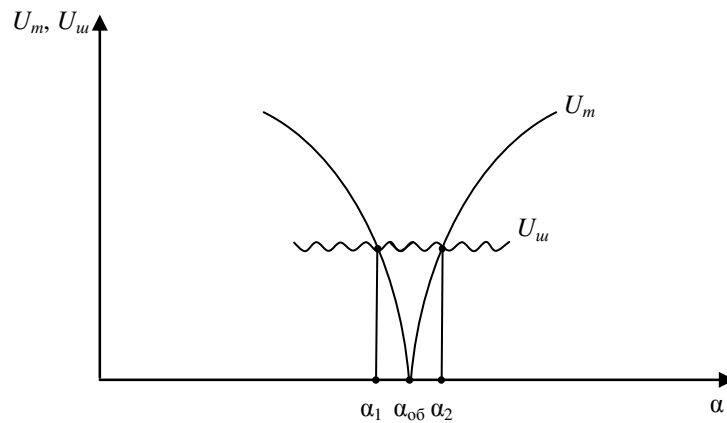


Рисунок 5.8 - До визначення пеленга об'єкта за методом мінімуму

**Метод порівняння.** Метод заснований на порівнянні амплітуд сигналів, прийнятих антеною з парою ДН (рис. 5.9,а), що перекриваються у відповідній (горизонтальній, вертикальній) площині. Таку діаграму одержують за допомогою рознесених антен або однієї параболічної, що має в кожній площині по два зміщені з фокуса опромінювача. Опромінювачі підключають до входу приймача синхронно з підключенням до виходу приймача схеми порівняння й запам'ятовування прийнятих сигналів. Такий радіопеленгатор називається *одноканальним*.

У *багатоканальному пеленгаторі* кожному опромінювачу антени відповідає свій приймач (рис. 5.9, б), і, отже, відпадає необхідність у їх комутації. У таких умовах принципово досить одного прийнятого радіоімпульсу, щоб одержати сигнал неузгодженості  $U_{\text{вих}}$ . Звідси *багатоканальний імпульсний пеленгатор називають моноімпульсним*.

Із ДН1 і ДН2, побудованих у полярних координатах (рис. 5.10, а), видно, що максимуми діаграм  $E_{1\text{макс}}$  та  $E_{2\text{макс}}$  зміщені на деякий кут  $\pm\gamma$  від рівносигнального напрямку (РСН), де  $E_1 = E_2$ .

Звичайно сигнали  $E_1$  та  $E_2$  порівнюються за їх різницею, у зв'язку із чим про якість систем порівняння судять за *пеленгаційною характеристикою*, яка виражає залежність вихідної напруги пеленгатора  $U_{\text{вих}}$ , пропорційного різниці  $E_1 - E_2$ , від кута відхилення  $\Delta\alpha = \alpha - \alpha_0$  від РСН (рис. 5.10, б).

ДН1 і ДН2 зображені зі зворотними знаками для зручності побудови характеристики.

Згідно пеленгаційної характеристики вихідна напруга пеленгатора, що відповідає РСН ( $\Delta\alpha = 0$ ),  $U_{\text{вих}} = E_1 - E_2 = 0$ ; при відхиленні в напрямку  $\alpha < \alpha_0$  ( $\Delta\alpha < 0$ ) напруга  $U_{\text{вих}}$  зростає з одним знаком, а в напрямку  $\alpha > \alpha_0$  ( $\Delta\alpha > 0$ ) - з іншим. Крутизна пеленгаційної характеристики в її робочій області (при  $\Delta\alpha \neq 0$ ) називається *пеленгаційною чутливістю*:

$$S_n = \left| \frac{dU_{\text{вих}}}{d(\Delta\alpha)} \right|_{\Delta\alpha \neq 0} \quad (5.9)$$

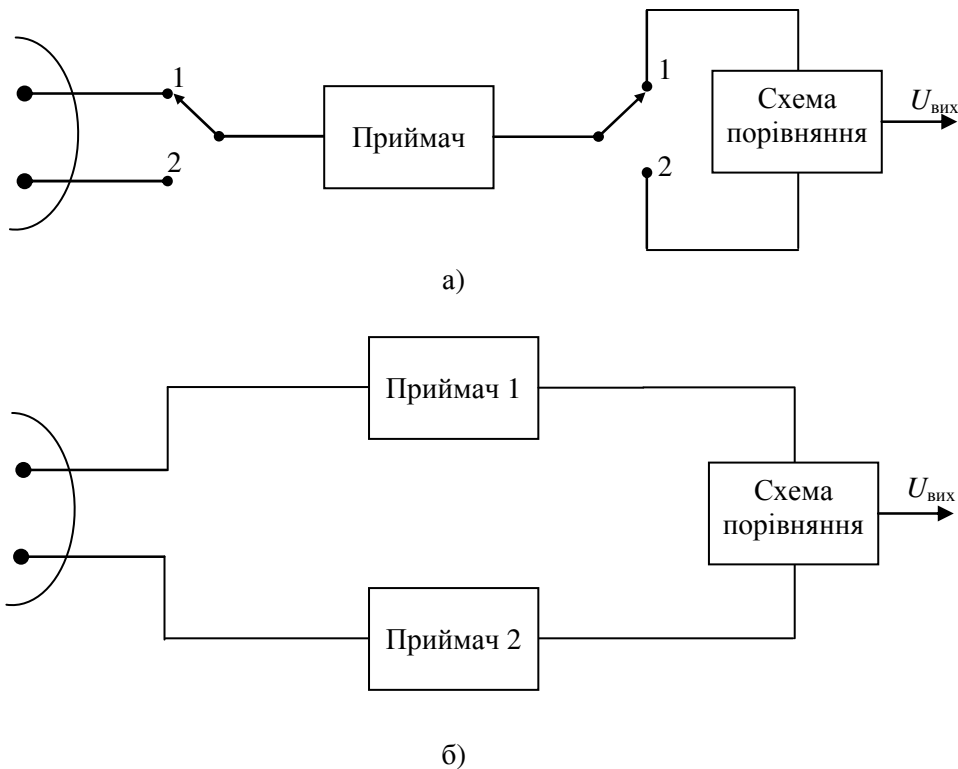


Рисунок 5.9 - Функціональні схеми амплітудних радіопеленгаторів, що працюють за методом порівняння

Досить важливо, що пеленгаційна характеристика на робочій ділянці близька до прямолінійної й має максимальну крутість, а при переході через РСН напругу  $U_{вих}$  змінює свій знак.

Метод порівняння (рівносигнальний метод) майже повністю поєднує переваги методів пеленгації за максимумом й мінімумом: при оптимальному куті зсуву діаграм направленості рівень сигналу в рівносигнальній зоні близький до максимального й за рахунок цього дальність дії РЛС знижується не більше ніж на 20 % у порівнянні з методом максимуму; разом з тим пеленгаційна чутливість досить висока, щоб при чіткому розрізненні сигналу потенційна середньоквадратична помилка визначення пеленга не перевищувала

$$\sigma_{\alpha_n} = (0,02 - 0,03) \cdot 2\varphi_{0,5} \quad (5.10)$$

Тобто *перехід від методу максимуму до рівносигнального методу зменшує помилку пеленгації майже вдесятеро.*

Що стосується потенційної роздільної здатності за кутковими координатами  $\Delta\alpha_{мінн}$ , то такий перехід виграшу не дає, а навпаки, внаслідок розширення сектора, охоплюваного променем антени при скануванні, на кут  $2\gamma$  приблизно у два рази збільшується  $\Delta\alpha_{мінн}$ .

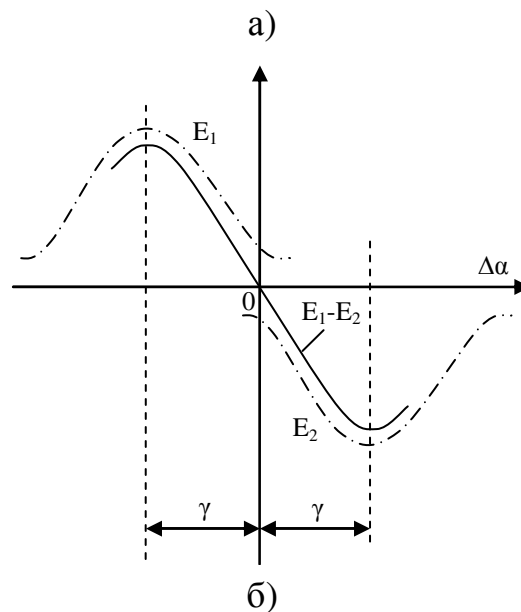
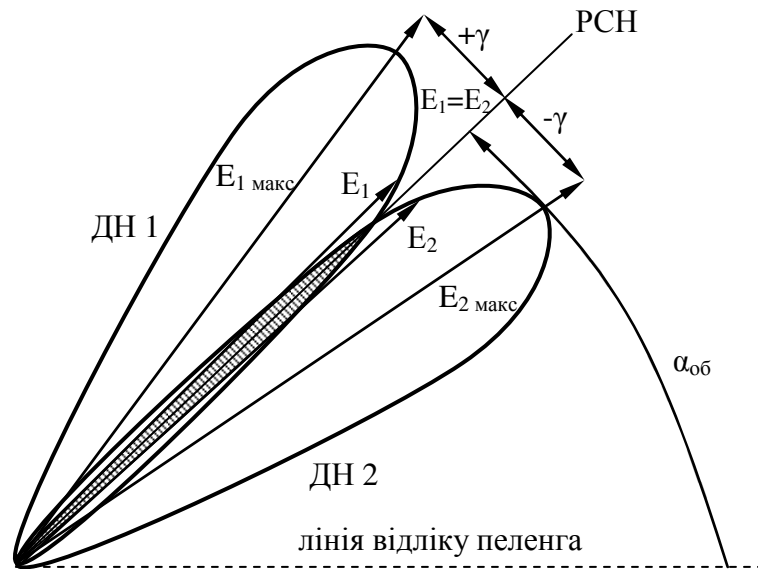


Рисунок 5.10 - Діаграми направленості антени (а) і пеленгаційна характеристика (б) при пеленгації за методом порівняння

### ДОМАШНЄ ЗАВДАННЯ

1. Імпульсна РЛС працює в режимі кругового огляду. Її антена здійснює поворот за 20 с. Діаграма направленості в горизонтальній площині має ширину  $M^\circ$ . Скільки сигналів відбивається від точкового об'єкта, розташованого на відстані  $r = \frac{N \cdot M}{10}$  км? Величини  $N$  та  $M$  відповідають номеру за порядком студента в групі та номера групи відповідно.

2. При пеленгуванні об'єктів за методом порівняння амплітуд сигналів використовують дві антени з круговими діаграмами направленості (рис. 5.11). Вихідна напруга приймального пристрою пропорційна відношенню амплітуд сигналів на вході приймача. Знайти пеленгаційну характеристику кутомірного пристрою в межах кута  $x-O-y$ .

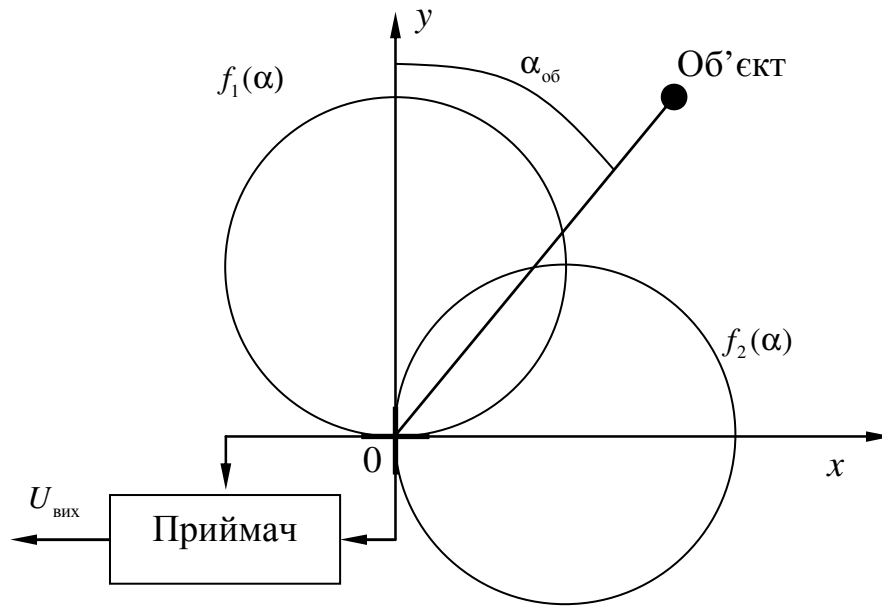


Рисунок 5.11 – Діаграма направленості антен при пеленгації за методом порівняння амплітуд

3. Згідно умов завдання 2 визначити пеленгаційну чутливість кутомірною пристрою. Визначити розміри робочої зони пеленгатора при припустимому змінненні пеленгаційної чутливості в  $N$  разів та максимальному значенні кута  $\alpha$ , що відповідає  $(N+M)^0$ . Величини  $N$  та  $M$  відповідають номеру за порядком студента в групі та номера групи відповідно.

4. Показати, що при кінчному скануванні променем малим значенням кутового відхилення об'єкта від рівносигнального напрямку відповідає пеленгаційна характеристика

$$U_{\text{вих}}(\delta) = k [1 + a\gamma \cos(\Omega_a t - \Psi_{\text{об}})]$$

де  $\delta$  – кут між віссю обертання променя  $OO'$  (рівносигнальним напрямом) та напрямом на об'єкт;  $\Omega_a$  - кутова частота кінчного сканування;  $\Psi_{\text{об}}$  - фаза обертання променя, характеризуюча напрям відхилення об'єкта від осі  $OO'$ ;  $k$  - коефіцієнт пропорційності;  $a$  - постійна величина, пропорційна пеленгаційній чутливості пристрою для рівносигнального напрямку.

Вважати, що ширина променя  $\theta_{0,5}$  та кут відхилення максимуму променя від осі обертання досить незначні (складають одиниці градусів), а кут  $\gamma$  набагато менше вказаних кутів.

### КЛЮЧОВІ ПИТАННЯ

1. Поясніть основні принципи амплітудних методів радіопеленгації.
2. Поясніть, для чого здійснюється обертання антени РЛС при амплітудному методі пеленгації.
3. У чому полягає метод максимуму?
4. Яким чином визначають пеленг на об'єкт радіолокаційного спостереження при амплітудному методі радіопеленгації?

5. Приведіть та поясніть базові принципи методу порівняння.
6. Якими недоліками володіють амплітудні пеленгатори, що працюють за методом максимуму?
7. Поясніть основні принципи аналізу кутових координат в приймачі імпульсної РЛС

## **ЛАБОРАТОРНЕ ЗАВДАННЯ**

При виконанні лабораторного завдання на лабораторному макеті слід вибрати номер варіанта, що відповідає номеру бригади та номеру групи.

1. Дослідження амплітудної радіопеленгації, яка базується на методі максимуму. У відповідності до кутових координат об'єктів, заданого індивідуальним варіантом лабораторного завдання, визначити параметри діаграми направленості (ширина головної пелюстки, рівень бічних пелюсток, тощо), що будуть забезпечувати необхідну точність вимірювання з забезпеченням роздільної здатності за напрямом. Занести в протокол до лабораторної роботи пеленгаційну характеристику пеленгатора та визначити його пеленгаційну чутливість. Побудувати залежність точності вимірювання пеленгу об'єкта від ширини діаграми направленості, та визначити мінімальну ширину діаграми направленості, за якої буде забезпечуватись роздільна здатність.

2. Дослідження амплітудної радіопеленгації, яка базується на методі мінімуму. У відповідності до кутових координат об'єктів, заданого індивідуальним варіантом лабораторного завдання, визначити параметри діаграми направленості (ширина головної пелюстки, рівень бічних пелюсток, тощо), що будуть забезпечувати необхідну точність вимірювання з забезпеченням роздільної здатності за напрямом. Занести в протокол до лабораторної роботи пеленгаційну характеристику пеленгатора та визначити його пеленгаційну чутливість. Побудувати залежність точності вимірювання пеленга об'єкта від ширини діаграми направленості, та визначити мінімальну ширину діаграми направленості, за якої буде забезпечуватись роздільна здатність

3. Дослідження амплітудної радіопеленгації, яка базується на методі порівняння. У відповідності до кутових координат об'єктів, заданого індивідуальним варіантом лабораторного завдання, визначити параметри діаграми направленості (ширина головної пелюстки, рівень бічних пелюсток, тощо), що будуть забезпечувати необхідну точність вимірювання з забезпеченням роздільної здатності за напрямом. Занести в протокол до лабораторної роботи пеленгаційну характеристику пеленгатора та визначити його пеленгаційну чутливість. Побудувати залежність точності вимірювання пеленга об'єкта від ширини діаграми направленості, та визначити мінімальну ширину діаграми направленості, за якої буде забезпечуватись роздільна здатність

**Лабораторна робота № 6**  
**РАДІОЕЛЕКТРОНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ.**  
**РОЗРІЗНЕННЯ ДЕТЕРМІНОВАНИХ РАДІОСИГНАЛІВ**

**Мета роботи:** вивчення основних принципів статистичного аналізу, який використовують при розрізненні детермінованих сигналів у радіоелектронних системах, дослідження характеристик блока розрізнення детермінованих сигналів за впливу зовнішніх чинників.

**КЛЮЧОВІ ПОЛОЖЕННЯ**

**1. ЗАДАЧА РОЗРІЗНЕННЯ СИГНАЛІВ**

Задачу розрізнення  $m$  сигналів визначають як аналіз прийнятого коливання  $z(t)$ , в результаті якого приймається рішення про те, який саме з  $m$  сигналів, що належать вказаній заздалегідь множині  $S = \{s_0(t), s_1(t), \dots, s_{m-1}(t)\}$ , присутній в  $z(t)$ . Виявлення сигналу – це окремий випадок задачі розрізнення двох сигналів, один з яких дорівнює нулю на всьому інтервалі спостереження.

Ймовірнісний характер спостережуваного коливання  $z(t)$  призводить до того, що будь-який пристрій розрізнення або пристрій виявлення (технічна система або людина-оператор, що здійснює розрізнення сигналів), наскільки б ретельно він не був спроектований, незастрахований від помилок. Таким чином, будь-який пристрій розрізнення іноді виносить рішення, що не відповідає дійсності: в спостережуваному коливанні присутній  $k$ -й сигнал, тоді як насправді в сигналі  $z(t)$  міститься  $i$ -й сигнал. Під час розроблення того чи іншого пристрою розрізнення, слід прагнути вибрати алгоритм роботи, такий, щоб шкідливі наслідки, пов'язані з вказаними помилками, було мінімізовано.

**2. РЕАЛІЗАЦІЯ БЛОКА РОЗРІЗНЕННЯ ДЕТЕРМІНОВАНИХ СИГНАЛІВ У РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМАХ**

Припустимо, що всі спотворення в каналі є строго детермінованими і випадковим є тільки адитивний шум  $n(t)$  з Гаусовим законом розподілу, який вважаємо білим із спектральною щільністю  $N_0$ . Це означає, що під час передавання символу  $b_i$  ( $i = 0, 1, \dots, m-1$ ) прийняте коливання можна описати моделлю (6.1):

$$z(t) = s_i(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (6.1)$$

В (6.1) всі сигнали  $s_i(t) = \gamma f(t - \tau - kT, b_k^{(i)}) = \gamma u_i(t - \tau)$  відомі. Не відома лише реалізація завади і позиція в часі (індекс  $i$ ) дійсно переданого сигналу, який і має визначити пороговий пристрій.

Також будемо вважати, що всі  $b_i$  є фінітними сигналами, тривалість яких відповідає  $T$ . Це має місце, якщо передавані сигнали  $u_i(t)$  фінітні і мають однакову тривалість (система є синхронною), а в каналі немає багатопроменевого розповсюдження та лінійних спотворень, що можуть викликати збільшення тривалості сигналу (якщо їх не скоректовано).

Питання синхронізації є досить важливими під час реалізації оптимальних демодуляторів і синхронних систем зв'язку. Надалі будемо вважати, що в системі забезпечено надійну тактову синхронізацію, тобто межі тактового інтерва-



лу, на якому приходить сигнал  $s_i(t)$ , відомі точно. Момент початку передавання  $s_i(t)$  приймемо за нуль.

Визначимо в цих умовах алгоритм роботи оптимального (тобто заснованого на правилі максимальної правдоподібності) пристрою розрізнення, що аналізує сигнал на тактовому інтервалі  $0 \dots T$ . Для цього необхідно знайти відношення правдоподібності для всіх можливих  $m$  сигналів за нульової гіпотези ( $z(t) = n(t)$ ).

Задачу ускладнює те, що ширина спектра сигналу нескінченна (оскільки він є фінітним в часі), а тому простір сигналів  $L_2(T)$  є нескінченномірним. Для таких сигналів (або нескінченномірних векторів) не існує щільність вірогідності. Проте, існують  $n$ -мірні щільності вірогідності для будь-яких  $n$  перерізів сигналу.

Замінімо спочатку білий шум квазібілим, таким, що має ту ж односторонню спектральну щільність потужності  $N_0$ , але тільки в деякій смузі частот  $F = n/2T$ , де  $n \ll 1$ . Розглянемо додаткову гіпотезу, тобто вважатимемо, що  $z(t)$  – стаціонарний шум з нульовим  $N_0$ .

Візьмемо на тактовому інтервалі  $n$  рівновіддалених перерізів через  $\Delta t = 1/2F = t/n$ . Відліки  $z_1, \dots, z_n$  у цих перерізів для квазібілого Гауссового шуму є незалежними. Тому  $n$ -мірна щільність вірогідності для відліків має вигляд:

$$w[z_1, z_2, \dots, z_n; t_1, t_2, \dots, t_n | z(t) = n(t)] = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^n} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n z^2(t_k)\right\}, \quad (6.2)$$

де  $\sigma^2 = N_0 F$  – дисперсія (потужність) квазібілого шуму.

При гіпотезі, що був переданий символ  $b_i$ , згідно (6.1) отримуємо, що  $n(t) = z(t) - s_i(t)$ . Отже, умовну  $n$ -мірну щільність вірогідності перерізів  $z(t)$  буде визначено такою ж формулою, як і (6.2), якщо  $z(t_k)$  замінити різницею  $z(t_k) - s_i(t_k)$ , яка представляє при цій гіпотезі шум:

$$w[z_1, z_2, \dots, z_n; t_1, t_2, \dots, t_n | b_i] = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^n} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n [z(t_k) - s_i(t_k)]^2\right\}$$

Відношення правдоподібності для сигналу  $s_i$  (щодо додаткової гіпотези), обчислене для  $n$  перерізів

$$\Lambda_i^{[n]} = \frac{w[z_1, z_2, \dots, z_n; t_1, t_2, \dots, t_n | b_i]}{w[z_1, z_2, \dots, z_n; t_1, t_2, \dots, t_n | z(t) = n(t)]} = \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n [z(t_k) - s_i(t_k)]^2 + \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n z^2(t_k)\right\}.$$

Замінімо дисперсію  $\sigma^2$  виразом:  $\sigma^2 = N_0 F = N_0 / 2\Delta t$ .

Тоді

$$\Lambda_i^{[n]} = \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^n [z(t_k) - s_i(t_k)]^2 \Delta t + \frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^n z^2(t_k) \Delta t\right\}.$$

За правилом максимуму правдоподібності у разі квазібілого шуму пороговий пристрій має вибирати значення  $i$ , що забезпечує максимум  $\Lambda_i^{[n]}$ .

Замість  $\Lambda_i^{[n]}$  можна знайти максимум його логарифма:

$$\ln \Lambda_i^{[n]} = -\frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^n [z(t_k) - s_i(t_k)]^2 \Delta t + \frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^n z^2(t_k) \Delta t \quad (6.3)$$

Повернемося до початкового завдання для білого шуму. Для цього будемо розширювати смугу  $F$ , тоді число перерізів  $n$  наближається до нескінченності, а  $\Delta t$  – до нуля. Добутки в (6.3) перетворюються в інтеграли, і після розкриття квадрата в першому добутку правило рішення (вибору оцінки  $b_i$ ) можна записати таким чином:

$$b_i = \arg \max \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T z(t) s_i(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s_i^2(t) dt \right\}. \quad (6.4)$$

Правило приймання (6.4) зводиться до перевірки системи нерівностей

$$\int_0^T z(t) s_i(t) dt - 0,5 E_i > \int_0^T z(t) s_j(t) dt - 0,5 E_j, \quad j \neq i \quad (6.5)$$

де  $E_i = \int_0^T s_i^2(t) dt$  – енергія сигналу, що очікується.

Вираз (6.5) визначає ті операції (алгоритм приймання), які має здійснювати оптимальний приймач над вхідним коливанням.

Для двійкової системи алгоритм (6.5) може бути зведено до перевірки однієї нерівності

$$\int_0^T z(t) s_1(t) dt - 0,5 E_1 > \int_0^T z(t) s_0(t) dt - 0,5 E_0 \quad (6.6)$$

При виконанні нерівності (6.6) буде зареєстровано символ "1", інакше "0".

Пристрій, що безпосередньо обчислює скалярний добуток або кореляційний інтеграл

$$(z, s_i) = \int_0^T z(t) s_i(t) dt \quad (6.7)$$

називають **активним фільтром** або **корелятором**, тому приймач, що реалізує алгоритм (6.5), називають **кореляційним**.

На рис. 6.1 подано структурну схему приймального пристрою, що працює відповідно до (6.6).

На цьому рисунку блоки позначено наступним чином:

" $\times$ " – помножувач;

$\Gamma_0, \Gamma_1$  – генератори опорних сигналів  $s_0(t), s_1(t)$ ;

$\int$  – інтегратори;

"— " – пристрої віднімання;

ПП – пороговий пристрій, що визначає в моменти часу, кратні  $T$  (під час зами-  
кання ключа), номер  $i$ -гілки з максимальним сигналом ( $i = 0, 1$ ).

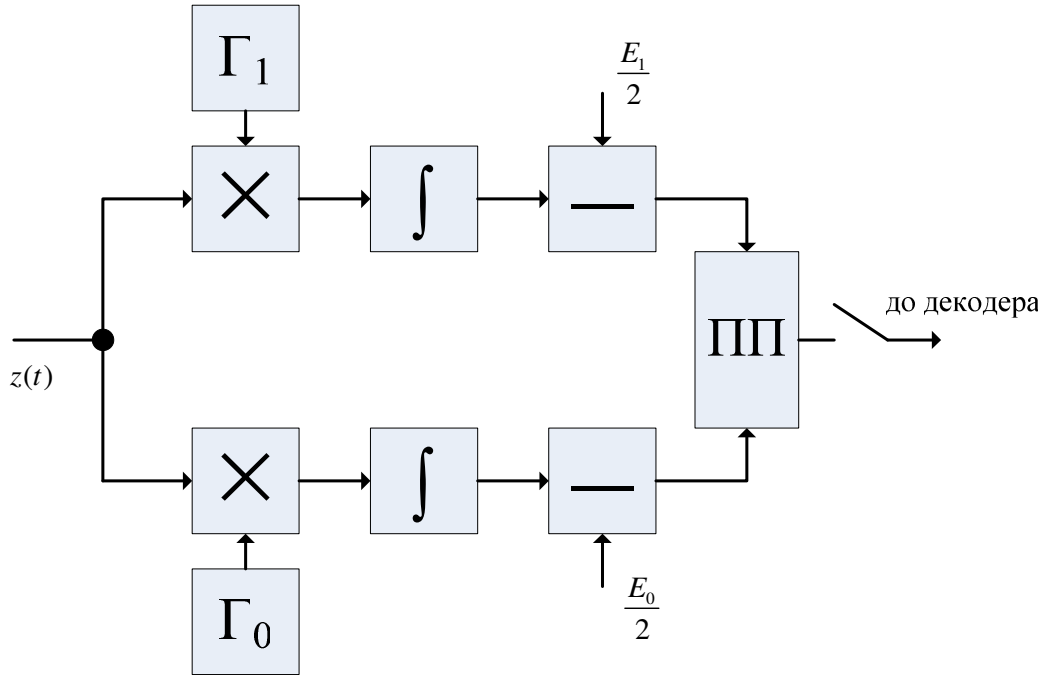


Рисунок 6.1 – Оптимальний пристрій розрізнення при відомих сигналах, побудований за кореляційною схемою

При  $m > 2$  в схемі рис. 6.1 росте відповідна кількість гілок оброблення сигналу, що потрапляють до ПП.

Якщо сигнали  $u_i(t)$  вибрано таким чином, що всі їх реалізації (а отже, і всі реалізації  $s_i(t)$ ) мають однакові енергії ( $E_i = \text{const}$ ) (див. примітку 1), алгоритм приймання (6.5) (і відповідно його реалізація) буде спрощено (відпадає необхідність у пристроях віднімання) і він набуває вигляд у

$$\int_0^T z(t)s_i(t)dt > \int_0^T z(t)s_j(t)dt \quad (6.8)$$

або

$$\hat{i} = \text{Arg max} \left\{ \int_0^T z(t)s_i(t)dt \right\}, \quad i = 0, 1, \dots, m-1$$

**Примітка 1.** Двійкову систему, у якій один сигнал нульовий (немає значення) називають системою з активною паузою.

З (6.8) видно, що вирішальне правило не зміниться, якщо сигнал  $z(t)$ , що поступає на вхід пристрою розрізнення, помножити на будь-яке число. Тому система, в якій всі реалізації сигналу мають рівну енергію, відрізняється тим, що оптимальний алгоритм приймання в ній не вимагає знання "масштабу" сигналу, що приходить, або, іншими словами, знання коефіцієнта передавання у каналі. Ця особливість зумовила широке розповсюдження систем сигналів з рівною енергією, що важливе для каналів із завмираннями, в яких коефіцієнт передавання може флюктувати.

Відмітимо, що для двійкової системи нерівність (6.6) можна подавати в простішому вигляді:

$$\int_0^T z(t)s_{\Delta}(t)dt > \lambda, \quad (6.9)$$

де  $s_{\Delta}(t) = s_1(t) - s_0(t)$  – різницевий сигнал;

$\lambda = 0,5(E_1 - E_0)$  – пороговий рівень.

Для системи сигналів з рівною енергією  $\lambda = 0$ , що значно полегшує реалізацію оптимальної схеми.

Для реалізації (6.9) в схемі рис. 6.1 потрібна лише одна гілка. Під час реалізації даного алгоритму для двійкової системи передавання однополярними імпульсами (з пасивною паузою):  $s_1(t) = a$ ,  $s_0 = 0$  При цих сигналах  $s_{\Delta}(t) = s_1(t) = a$ ,  $E_1 = a^2T$ ,  $E_0 = 0$ ,  $\lambda = a^2 \frac{T}{2}$  і (6.9) буде мати наступний вигляд:

$$\int_0^T z(t)dt > \frac{aT}{2}$$

Розглянута система двійкових сигналів отримала застосування в цифрових системах провідного зв'язку, а також в радіосистемах з великим рівнем завад. Найбільш простими двійковими системами з гармонійними сигналами є системи з амплітудною (АМ), фазовою (ФМ) і частотною (ЧМ) маніпуляцією.

### КЛЮЧОВІ ПИТАННЯ

1. В чому полягає задача розрізнення сигналів?
2. Яке правило прийняття рішень переважно застосовують в РТС і чому?
3. Привести структурну схему оптимального пристрою розрізнення сигналів, якщо число сигналів дорівнює 5.
4. Які основні блоки містить схема оптимального пристрою розрізнення детермінованих сигналів, що їх визначено в пункті 3.3?
5. Визначити значення параметрів  $s_{\Delta}(t)$  і  $\lambda$  для високочастотних сигналів, що використовують в радіоканалі з методами модуляції:
  - двійкова АМ;
  - двійкова ФМ;

## ДОМАШНЕ ЗАВДАННЯ

Відповідно до індивідуального варіанта до лабораторного завдання (таблиця 1) визначити оптимальний поріг для забезпечення розрізнення двох детермінованих сигналів за умов впливу адитивного білого гаусівського шуму.

## ЛАБОРАТОРНЕ ЗАВДАННЯ

Відповідно до індивідуального варіанта лабораторного завдання (таблиця 1) визначити параметри блока оптимального розрізнення сигналів – величину порогу, тривалість часу спостереження, тощо. Привести часові діаграми, що описують роботу схеми, на вході оптимального пристрою розрізнення, з виходу генераторів сигналів  $S_1$  та  $S_2$ , кореляторів обох каналів, пристроїв віднімання та порогового пристрою. Дослідити залежність вірогідності виникнення помилок першого та другого роду при розрізненні двох сигналів від відношення сигнал/шум в каналі в схемі оптимального розрізнення детермінованих сигналів.

Таблиця 1 – До визначення індивідуального варіанта

Номер варіанта	$S_1$	$S_2$	Параметри шуму
1	$\cos\left(5f_1t + \frac{\pi}{8}\right) + 3\sin\left(2f_2t + \frac{\pi}{11}\right)$ $f_1 = 2 \text{ кГц}, f_2 = 3 \text{ кГц}$	$2\cos\left(3f_1t + \frac{\pi}{4}\right) + \sin\left(5f_2t + \frac{\pi}{6}\right)$ $f_1 = 1 \text{ кГц}, f_2 = 4 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,001$ $\sigma = 0,9$
2	$7\cos\left(3f_1t + \frac{2\pi}{3}\right) + 4\sin\left(f_2t + \frac{\pi}{10}\right)$ $f_1 = 4 \text{ кГц}, f_2 = 5 \text{ кГц}$	$\cos\left(4f_1t + \frac{\pi}{3}\right) + 6\sin\left(7f_2t + \frac{\pi}{4}\right)$ $f_1 = 3 \text{ кГц}, f_2 = 8 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,002$ $\sigma = 1$
3	$5\cos\left(2f_1t + \frac{4\pi}{3}\right) + 5\sin\left(2f_2t + \frac{3\pi}{2}\right)$ $f_1 = 6 \text{ кГц}, f_2 = 7 \text{ кГц}$	$4\cos\left(3f_1t + \frac{\pi}{4}\right) + 2\sin\left(6f_2t + \frac{3\pi}{11}\right)$ $f_1 = 5 \text{ кГц}, f_2 = 8 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,005$ $\sigma = 1,1$
4	$\cos\left(f_1t + \frac{3\pi}{8}\right) + \sin\left(8f_2t + \frac{5\pi}{7}\right)$ $f_1 = 5 \text{ кГц}, f_2 = 1 \text{ кГц}$	$7\cos\left(\frac{1}{3}f_1t + \frac{5\pi}{9}\right) + 2\sin\left(5f_2t + \frac{6\pi}{7}\right)$ $f_1 = 2 \text{ кГц}, f_2 = 3 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,004$ $\sigma = 0,8$
5	$3\cos\left(6f_1t + \frac{5\pi}{2}\right) + 7\sin\left(4f_2t + \frac{7\pi}{11}\right)$ $f_1 = 4 \text{ кГц}, f_2 = 7 \text{ кГц}$	$9\cos\left(9f_1t + \frac{6\pi}{8}\right) + \sin\left(7f_2t + \frac{10\pi}{11}\right)$ $f_1 = 6 \text{ кГц}, f_2 = 7 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,003$ $\sigma = 0,93$

Кінець таблиці 1

Номер варіанта	$S_1$	$S_2$	Параметри шуму
6	$22\cos\left(11f_1t + \frac{\pi}{4}\right) + 11\sin\left(22f_2t + \frac{3\pi}{2}\right)$ $f_1 = 2 \text{ кГц}, f_2 = 3 \text{ кГц}$	$4\cos\left(3f_1t + \frac{5\pi}{8}\right) + 7\sin\left(f_2t + \frac{4\pi}{7}\right)$ $f_1 = 2 \text{ кГц}, f_2 = 3 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,001$ $\sigma = 0,9$
7	$\cos\left(5f_1t + \frac{\pi}{8}\right) + 3\sin\left(2f_2t + \frac{\pi}{11}\right)$ $f_1 = 4 \text{ кГц}, f_2 = 8 \text{ кГц}$	$5\cos\left(2f_1t + \frac{7\pi}{9}\right) + \sin\left(5f_2t + \frac{7\pi}{11}\right)$ $f_1 = 1 \text{ кГц}, f_2 = 7 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,007$ $\sigma = 0,83$
8	$8\cos\left(4f_1t + \frac{6\pi}{7}\right) + 9\sin\left(6f_2t + \frac{2\pi}{3}\right)$ $f_1 = 8 \text{ кГц}, f_2 = 5 \text{ кГц}$	$\cos\left(4f_1t + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(2f_2t + \frac{\pi}{3}\right)$ $f_1 = 9 \text{ кГц}, f_2 = 2 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,0095$ $\sigma = 0,75$
9	$5\cos\left(6f_1t + \frac{2\pi}{5}\right) + 4\sin\left(3f_2t + \frac{\pi}{3}\right)$ $f_1 = 2 \text{ кГц}, f_2 = 3 \text{ кГц}$	$4\cos\left(7f_1t + \frac{2\pi}{7}\right) + 5\sin\left(4f_2t + \frac{4\pi}{3}\right)$ $f_1 = 5 \text{ кГц}, f_2 = 1 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,001$ $\sigma = 0,8$
10	$7\cos\left(2f_1t + \frac{\pi}{6}\right) + 2\sin\left(5f_2t + \frac{\pi}{5}\right)$ $f_1 = 5 \text{ кГц}, f_2 = 2 \text{ кГц}$	$7\cos\left(3f_1t + \frac{\pi}{7}\right) + 9\sin\left(3f_2t + \frac{\pi}{9}\right)$ $f_1 = 7 \text{ кГц}, f_2 = 3 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,008$ $\sigma = 1,2$
11	$6\cos\left(3f_1t + \frac{3\pi}{8}\right) + \sin\left(7f_2t + \frac{7\pi}{11}\right)$ $f_1 = 8 \text{ кГц}, f_2 = 4 \text{ кГц}$	$6\cos\left(7f_1t + \frac{5\pi}{7}\right) + 7\sin\left(f_2t + \frac{3\pi}{11}\right)$ $f_1 = 7 \text{ кГц}, f_2 = 1 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,003$ $\sigma = 1$
12	$4\cos\left(9f_1t + \frac{5\pi}{3}\right) + 9\sin\left(4f_2t + \frac{7\pi}{5}\right)$ $f_1 = 3 \text{ кГц}, f_2 = 5 \text{ кГц}$	$6\cos\left(8f_1t + \frac{6\pi}{5}\right) + 8\sin\left(9f_2t + \frac{7\pi}{9}\right)$ $f_1 = 8 \text{ кГц}, f_2 = 5 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,004$ $\sigma = 1,15$
13	$5\cos\left(9f_1t + \frac{4\pi}{3}\right) + 3\sin\left(9f_2t + \frac{5\pi}{11}\right)$ $f_1 = 6 \text{ кГц}, f_2 = 7 \text{ кГц}$	$7\cos\left(3f_1t + \frac{6\pi}{7}\right) + \sin\left(4f_2t + \frac{8\pi}{3}\right)$ $f_1 = 5 \text{ кГц}, f_2 = 2 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,0055$ $\sigma = 0,77$
14	$7\cos\left(5f_1t + \frac{7\pi}{5}\right) + 2\sin\left(9f_2t + \frac{8\pi}{7}\right)$ $f_1 = 5 \text{ кГц}, f_2 = 1 \text{ кГц}$	$9\cos\left(3f_1t + \frac{5\pi}{4}\right) + 2\sin\left(8f_2t + \frac{\pi}{10}\right)$ $f_1 = 4 \text{ кГц}, f_2 = 7 \text{ кГц}$	$\Delta t = 0,0015$ $\sigma = 0,95$

## Лабораторна робота № 7

### РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ВИЯВЛЕННЯ ДЕТЕРМІНОВАНИХ ЗОНДУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

**Мета роботи:** дослідження основних параметрів підсистеми виявлення детермінованих зондувальних сигналів у радіоелектронних системах передавання інформації. Вивчення принципів функціонування алгоритмів, що дозволяють виявити детерміновані зондувальні сигнали в радіоелектронних системах передавання інформації та різних методів визначення порогу виявлення.

#### КЛЮЧОВІ ПОЛОЖЕННЯ

##### 1. ОСНОВНІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

У радіоелектронних системах корисну інформацію про об'єкт радіолокаційного спостереження несе відбитий від нього зондувальний сигнал. Проте, на вході приймача разом з корисним сигналом діють і завади. До них відносять внутрішні шуми приймача, заважаючі сигнали від інших радіозасобів, взаємні завади, а у випадку РЭС військового призначення - навмисні завади. Завади, що діють на приймач, носять випадковий характер. Разом з тим і поява об'єкта радіолокаційного спостереження з тими або іншими координатами для одержувача такої інформації (наприклад, для оператора, що спостерігає за екраном індикатора) є випадковою подією.

Виходячи із цього, можна сформулювати завдання виявлення в радіоелектронних системах. *Виявлення* зводиться до ухвалення рішення (або висування гіпотези) про наявність або відсутність корисного сигналу (об'єкта). При відсутності завад проблеми в процесі прийняття такого рішення не виникає, тому що наявність або відсутність напруги достатньої амплітуди на виході приймача свідчить вірогідно про наявність або відсутність сигналу об'єкта. Проте завади (а також флуктуації відбитого сигналу) дуже ускладнюють цей процес, тому що викиди завади можуть бути випадково прийняті за корисний сигнал або сам сигнал може бути випадково подавлений завадою. Тому завдання виявлення є статистичним. Прийняте рішення про наявність або відсутність об'єкта не може бути абсолютно достовірним. Воно ухвалюється з тією або іншою імовірністю помилки, що визначає якість функціонування системи виявлення.

Для рішення завдання виявлення необхідно мати апріорні відомості про структуру корисного сигналу й завад. Ці відомості (форма сигналу, статистичні характеристики завади, тощо) звичайно є. Вони дозволяють знайти методи оброблення сигналів, оптимальні з погляду тих або інших критеріїв. Це дає можливість синтезувати структуру пристрою оптимального оброблення сигналу. Як правило, реалізація оптимальних пристроїв досить складна. Тому важливо знайти структуру більш простих, так званих квазіоптимальних пристроїв, якісні показники яких не суттєво відрізняються від оптимальних.

## 2. ПЕРЕВІРКА СТАТИСТИЧНИХ ГІПОТЕЗ ПРИ ВИЯВЛЕННІ ЗОНДУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

Розглянемо випадок двох альтернативних гіпотез. Нехай спостерігається якась подія, яка може бути породжено однією з двох взаємовиключних причин  $\Pi_0$  і  $\Pi_1$ .

Гіпотезу про те, що подія обумовлена першою з двох причин, позначимо через  $H_0$ , а гіпотезу про те, що подія обумовлена другою причиною – через  $H_1$ .

Потрібно встановити правило для вибору гіпотези  $H_0$  або  $H_1$  і, тим самим, ухвалити рішення щодо того, яка із двох причин спостережуваної події за обраним критерієм більш правдоподібна.

Результати вимірювань  $x$  на вході приймача, на основі яких ухвалюється рішення, можуть бути як скаляром, так і вектором.

Увесь простір даних  $x$  можна розділити на дві області, які можна позначити через  $R_0$  або  $R_1$ . Правило вибору  $D(x)$  визначене, якщо визначено одне з множини  $R_0$  або  $R_1$ , так, що

$$R_1 \cup R_2 = R$$

$$R_1 \cap R_2 = \emptyset$$

де “ $\cap$ ” – перетин множин, “ $\cup$ ” – об’єднання множин,  $\emptyset$  - порожня множина.

Як правило, перевірка гіпотез розглядається з погляду однієї з гіпотез, наприклад,  $H_0$ . Тоді  $R_0$  – область прийняття гіпотези  $H_0$ ,  $R_1$  – область відкидання  $H_0$ . Якщо результати вимірювання попадають в область

$$x \in R_0,$$

то ухвалюється рішення  $D_0$  про те, що справедлива гіпотеза  $H_0$ . Аналогічним чином, якщо  $x \in R_1$ , то ухвалюється  $D_1$  про справедливість  $H_1$ .

Якщо спостережуване значення  $x$  попадає в  $R_1$ , так, що відкидається  $H_0$ , а насправді  $H_0$  є істиною, то говорять, що допущена помилка першого роду і її імовірність називають  $P(D_0/H_1) = Q_1$ .

Імовірність  $Q_0 = P(D_1/H_0)$  визначає рівень значимості критерію, у той час як імовірність  $Q_1 = P(D_1/H_1)$  – ототожнюється з потужністю критерію.

У радіоелектронних системах помилку першого роду називають хибною тривоگوю:

$$P(D_1 / H_0) = Q_0 = P_{\text{хт}},$$

де  $P_{\text{хт}}$  – імовірність хибної тривоги.

Помилку другого роду називають пропуском сигналу, причому  $P(D_0/H_1) = Q_1$  – імовірність пропуску сигналу.

Потужність критерію називається імовірністю виявлення сигналу

$$Q_d = P(D_1 / H_1) = 1 - P(D_0 / H_1).$$

У розглянутій задачі існує кілька способів визначення “найкращої” стратегії, розглянутих з боку ймовірностей виявлення й хибної тривоги, які базуються на декількох критеріях.



### 3. КРИТЕРІЙ ВИБОРУ СТАТИСТИЧНИХ ГІПОТЕЗ

При вирішенні завдання виявлення зондувального сигналу такі використовують основні критерії:

- критерій Неймана – Пірсона;
- критерій Байеса;
- критерій максимуму апостеріорної імовірності;
- критерій ідеального спостерігача.

**Критерій Неймана – Пірсона.** Цей критерій, що визначає методику вибору між гіпотезами  $H_0$  і  $H_1$ , має максимальну потужність із усіх критеріїв з рівнем значимості, не більшим заданого значення.

За критерієм Неймана-Пірсона виконується максимізація імовірності виявлення, при збереженні імовірності хибної тривоги  $Q_0$  на заданому рівні, тобто вирішується наступне завдання:

$$D(x)_{\max} = P(D_1 / H_1) \cdot P(D_1 / H_0) \checkmark P_{\text{кр}}.$$

В іншій формулюванні необхідно добитися мінімуму імовірності пропуску сигналу при обмеженні зверху на імовірність неправильної тривоги  $Q_0$  на задалегідь заданому рівні

$$D(x)_{\min} = P(D_0 / H_1) \cdot P(D_1 / H_0) \leq P_{\text{кр}}.$$

**Критерій Байеса.** Критерій Байеса – найбільш загальний випадок вибору між гіпотезами, з якого випливають інші критерії, у тому числі й критерій Неймана – Пірсона.

Зробимо припущення, що за помилку першого роду спостерігач платить штраф  $C_0$ , за помилку другого роду –  $C_1$ . При цьому  $C_0Q_0$  – ризик, що відповідає до гіпотези  $H_0$ ,  $C_1Q_1$  – ризик, що відповідає  $H_1$ .

Середній ризик при ухваленні рішення

$$\bar{C} = \pi_0 C_0 Q_0 + \pi_1 C_1 Q_1,$$

де  $\pi_0, \pi_1$  – апіорні імовірності гіпотез, причому  $\pi_0 + \pi_1 = 1$ .

Мінімальне значення середнього ризику (або байесівський ризик) відповідає такому:

$$\bar{C} = \bar{C}_{\min}.$$

Для того, щоб знайти границю розділу  $R_0$  і  $R_1$ , необхідно припустити, що наявність закону щільності розподілу імовірності  $W_0(x)$  і  $W_1(x)$ ;  $x \in R$ , кожна з яких визначає імовірнісний закон, що відповідає одній з двох взаємовиключних один одного причин.

Завдання полягає у встановленні оптимального правила вибору між гіпотезами  $H_0$  і  $H_1$ .

Розділимо простір  $R$  на області  $R_0$  і  $R_1$ . При цьому потрібно знайти величину  $x = x_0$ . Розділимо області  $R_0$  і  $R_1$ , при цьому імовірності є такими:

$$Q_0 = P(D_1 | H_0) = \int_{R_1} W_0(x) dx = \int_{x_0}^{\infty} W_0(x) dx ;$$

$$Q_1 = P(D_0 | H_1) = \int_{R_0} W_1(x) dx = \int_{-\infty}^{x_0} W_1(x) dx ;$$

$$Q_d = P(D_1 | H_1) = \int_{R_1} W_1(x) dx = \int_{x_0}^{\infty} W_1(x) dx.$$

Критерій Неймана – Пірсона запишемо у вигляді

$$\max P(D_1 | H_1) = \max_{R_1} \int W_1(x) dx.$$

$$P(D_1 | H_0) = \int_{R_1} W_0(x) dx \leq P_{xm}.$$

Згідно байесівському рішенню повинна виконуватися умова мінімуму середнього ризику

$$\frac{d\bar{C}(x_0)}{dx_0} = 0.$$

Таким чином, одержимо

$$\bar{C}(x_0) = \pi_0 C_0 Q_0 + \pi_1 C_1 Q_1 = \pi_0 C_0 \int_{x_0}^{\infty} W_0(x) dx + \pi_1 C_1 \int_{-\infty}^{x_0} W_1(x) dx.$$

Диференціюючи інтеграли зі змінними межами одержимо:

$$\frac{d\bar{C}(x_0)}{dx_0} = -\pi_0 C_0 W_0(x_0) + \pi_1 C_1 W_1(x_0) = 0.$$

Одержимо рівняння для  $x_0$

$$\frac{W_1(x_0)}{W_0(x_0)} = \frac{\pi_0 C_0}{\pi_1 C_1} = \Lambda_0.$$

Величина, відповідна до відношення

$$\Lambda(x) = \frac{W_1(x)}{W_0(x)}.$$

називається відношенням правдоподібності.

При цьому байесівське рішення відповідає такому:

при  $\Lambda(x) > \Lambda_0$  ухвалюється  $H_1$ ;

при  $\Lambda(x) < \Lambda_0$  ухвалюється  $H_0$ .

Критерій відношення правдоподібності є окремим випадком байесівського рішення

при  $\Lambda(x) > 1$  ухвалюється  $H_1$ .

при  $\Lambda(x) < 1$  ухвалюється  $H_0$ .

Цим реалізується принцип максимальної правдоподібності.

**Критерій максимуму апостеріорної імовірності.** Більш загальним, ніж критерій відношення правдоподібності, є критерій максимуму апостеріорної імовірності (MAI).

Якщо позначити апостеріорні імовірності причин  $\Pi_0$  і  $\Pi_1$  через  $P(\Pi_0/x)$  і  $P(\Pi_1/x)$ , то критерій МАІ набуде вигляду

якщо  $P(\Pi_1/x) > P(\Pi_0/x)$  ухвалюється  $H_1$   
 якщо  $P(\Pi_1/x) < P(\Pi_0/x)$  ухвалюється  $H_0$

та при цьому можна показати

$$\frac{P(\Pi_1/x)}{P(\Pi_0/x)} = \frac{\pi_1 W_1(x)}{\pi_0 W_0(x)}.$$

Отже, МАІ є окремим випадком байесівського критерію при  $C_1=C_0$ .  
 Слід вибрати гіпотезу  $H_1$ , якщо

$$\Lambda(x) = \frac{W_1(x)}{W_0(x)} > \frac{\pi_0}{\pi_1} = \Lambda_0.$$

і вибрати  $H_0$ , якщо

$$\Lambda(x) < \frac{\pi_0}{\pi_1}.$$

У радіоелектронних системах звичайно не розділяють помилки двох типів, а обчислюють повну помилку

$$P_{\text{пом}} = P(H_0)P(D_1/H_0) + P(H_1)P(D_0/H_1) = \pi_0 Q_0 + \pi_1 Q_1 =$$

$$\pi_0 \int_{R_1} W_0(x) dx + \pi_1 \int_{R_0} W_1(x) dx = \pi_0 \int_{x_0}^{\infty} W_0(x) dx + \pi_1 \int_{-\infty}^{x_0} W_1(x) dx$$

**Критерій ідеального спостерігача.** У якості критерію перевірки гіпотез може бути прийнято критерій ідеального спостерігача, який мінімізує  $P_{\text{пом}}$ , за умови

$$\frac{dP_{\text{пом}}}{dx_0} = 0.$$

Можна показати, що критерій ідеального спостерігача еквівалентний критерію МАІ.

З розглянутих вище викладень щодо можливих критеріїв вибору статистичних гіпотез можна зробити такий висновок: подані чотири критерії відрізняються один від одного величиною порога  $\Lambda_0$ , з яким порівнюють відношення правдоподібності  $\Lambda(x)$ .

**Приклад.** Нехай спостерігається випадковий процес, що характеризують величиною  $x = t + n$ , де  $n$  – випадкова величина, розподілена за законом Гауса, величина  $t$  може набувати два значень  $a_0$  і  $a_1$  ( $a_1 > a_0$ ). Тоді

$$W_i(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{(x-a_i)^2}{2\sigma_n^2}}, i = 0, 1, \dots$$

Знайти імовірності  $Q_0$ ,  $Q_1$  і  $Q_d$ .

Рішення: виберемо критерій МАІ. Згідно із критерієм МАІ, що мінімізує повну імовірність помилки, ухвалюється гіпотеза  $H_1: t=a_1$ , якщо

$$\Lambda_1(x) = \frac{\pi_1 W_1(x)}{\pi_0 W_0(x)} > 1, \quad \text{чи} \\ \ln \Lambda_1(x) > 0$$

При  $a_1 > a_0$  приходимо до правила вибору  $H_1$ :  $m = a_1$ , якщо  $x > x_0 = \frac{\sigma_n^2}{a_1 - a_0} \ln \frac{\pi_0}{\pi_1} + \frac{a_1 + a_0}{2}$ .

Імовірності першого й другого роду будуть відповідати таким:

$$Q_0 = P(D_1 / H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \int_{x_0}^{\infty} e^{-\frac{(x-m_0)^2}{2\sigma_n^2}} dx =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \int_{u_0}^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du = Q(u_0) = 0,5 - \Psi(u_0)$$

$$u_0 = \frac{1}{d} \ln \frac{\pi_0}{\pi_1} + \frac{d}{2}$$

$$d = \frac{a_1 - a_0}{\sigma_n}$$

$$\Psi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{u^2}{2}} du$$

$$Q_1 = P(D_0 / H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \int_{-\infty}^{u_1} e^{-\frac{(x-m_1)^2}{2\sigma_n^2}} dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_1} e^{-\frac{u^2}{2}} du = 0,5 + \Psi(u_1)$$

$$u_1 = \frac{1}{d} \ln \frac{\pi_0}{\pi_1} - \frac{d}{2} = u_0 - d$$

$$Q_0 = Q(x)$$

$$Q_d = Q(x - d)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du = 1 - \Phi(x)$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{u^2}{2}} du$$

**Мінімаксний критерій.** При невідомих апіорних ймовірностях  $\pi_0$ ,  $\pi_1$  байесівське рішення знайти неможливо. У цьому випадку критерій мінімального середнього ризику необхідно замінити на мінімаксний критерій. Згідно із цим критерієм спостерігач має використовувати байесовську стратегію, відповідну до такого значення апіорної ймовірності  $\pi_0 = \xi$ , для якого байесівський ризик максимальний (байесівський ризик – мінімальне значення середнього ризику). Знаючи величину  $\xi$ , спостерігач може застосувати байесівське рішення, що відповідає до цього значення  $\xi$ , і його втрати були б рівні байесівському ризику  $\tau_{\min}(\xi)$ .

#### 4. ПІДСИСТЕМА ВИЯВЛЕННЯ ДЕТЕРМІНОВАНИХ СИГНАЛІВ

Детермінований зондувальний сигнал, інакше кажучи, сигнал з повністю відомими параметрами, становить собою детерміновану, тобто апіорі відому функцію часу. Така модель сигналу відповідає ситуації, коли дальність, швидкість і ефективна площа розсіювання об'єкта радіолокаційного спостереження точно відомі. Ця модель є найбільш ідеалізованою й використовується в якості

найпростішої при теоретичному дослідженні варіантів вирішення задачі виявлення.

Нехай спостерігається адитивна суміш  $s(t)$  і  $n(t)$ :

$$r(t) = s(t) + n(t),$$

де  $s(t)$  – сигнал,  $n(t)$  – шум.

Зробимо припущення, що  $s(t)$  заданий в інтервалі  $t \in [0, \tau_u]$ , де  $\tau_u$  – трива-

лість сигналу. Шум  $n(t)$  становить собою квазібілий шум з гаусівською щільністю розподілу імовірності, енергетичний спектр якого є рівномірним двостороннім:

$$S_n(f) = \begin{cases} N_0 / 2, & |f| < f_n \\ 0, & |f| > f_n, \end{cases}$$

де  $N_0$  - спектральна щільність потужності;

$f_n$  - максимальна частота спектра.

Спостерігач ухвалює ту або іншу гіпотезу ( $H_0$  або  $H_1$ ) на основі відліків напруги

$$r_k = r(t_n), k = 1, 2, \dots, n.$$

Таким чином, передбачається квантування за часом напруги  $r(t)$  з постійним кроком  $\Delta t = 1/2B$  ( $B$  – ширина смуги частот шуму). Відліки беруть в точках

$$t_n = n\Delta t.$$

Їх описують спільними щільностями розподілу імовірності  $W_0(\vec{r})$  і  $W_1(\vec{r})$ , відповідними до гіпотез  $H_0$  і  $H_1$ :

$$\vec{r} = (r_1, r_2, \dots, r_n).$$

Спостерігач обчислює відношення правдоподібності  $\Lambda(x)$ , після чого відбувається порівняння його з порогом  $\Lambda_0$ , величина якого залежить від використовуваного критерію (байєсівського, мінімаксного, Неймана-Пірсона, тощо).

Ухвалюється гіпотеза  $H_1$  (сигнал виявляється), якщо

$$\Lambda(x) > \Lambda_0.$$

Пристрій виявлення характеризується імовірністю виявлення  $Q_d = 1 - Q_1$  ( $Q_1$  – імовірність помилки першого роду) і імовірністю хибної тривоги  $Q_0$ . Знайдемо ці величини.

Якщо інтервал дискретизації  $\Delta t > 1/2B$ , то відліки можна вважати незалежними й розподіленими за нормальним законом. Середнє значення шуму дорівнює нулю. При цьому дисперсія оцінюється в такий спосіб

$$\sigma_n^2 = \int_{-B}^B \frac{N_0}{2} df = N_0 B.$$

Тоді у випадку гіпотези  $H_0$  спільна щільність розподілу імовірності  $W_0(x)$  має вигляд:

$$W_0(\bar{r}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{r/2}} e^{-\sum_k \frac{r_k^2}{2\pi\sigma_n^2}}$$

При наявності сигналу відліки, обумовлені шумом, відповідають різниці  $r_n - s_n$

$$S_k = S(t_n)$$

Спільна щільність розподілу імовірності  $W_1(x)$  набуває вигляду:

$$W_1(\bar{r}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{r/2}} e^{-\left(\sum_k \frac{(r_k - S_k)^2}{2\sigma_n^2}\right)}$$

Задача виявлення при цьому зводиться до перевірки гіпотез  $H_0$  і  $H_1$  при відомих середніх значення  $a_0 = 0$  і  $a_1 = S_k$ .

Відношення правдоподібності відповідає

$$\Lambda(x) = \frac{W_1(x)}{W_0(x)} = \frac{\frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{r/2}} \exp\left(-\sum_k \frac{(r_k - S_k)^2}{2\sigma_n^2}\right)}{\frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{r/2}} \exp\left(-\sum_k \frac{r_k^2}{2\sigma_n^2}\right)} = e^{-\sum_k \frac{(r_k - S_k)^2 - r_k^2}{2\sigma_n^2}} = e^{-\sum_k \frac{r_k^2 - 2S_k r_k + S_k^2 - r_k^2}{2\sigma_n^2}} = e^{\sum_k \frac{2S_k r_k + S_k^2}{2\sigma_n^2}}$$

Спостерігач виносить гіпотезу  $H_0$  (сигнал виявляється з імовірністю  $Q_d$ ), якщо  $\Lambda(x) > \Lambda_0$ .

$$e^{\sum_k \frac{2S_k r_k + S_k^2}{2\sigma_n^2}} > \Lambda_0$$

$$\sum_k S_k r_k > \frac{\ln \Lambda_0 \cdot 2\sigma_n^2}{2} + \sum_k \frac{S_k^2}{2}$$

Зі збільшенням ширини смуги шуму  $n(t)$  до  $2B$ , інтервал дискретизації може бути малим у порівнянні з інтервалом спостереження й тому можна перейти до інтегрального подання:

$$G = \int_0^T S(t)r(t)dt = \int_0^T S(t) \cdot (S(t) + n(t))dt = \int_0^T S^2(t)dt + \int_0^T S(t)n(t)$$

Знайдемо середнє значення  $E(G)$  і дисперсію  $D(G)$  випадкової величини  $G$ . При відсутності сигналу очевидно, що

$$E(G) = \int_0^T 0^2 dt + \int_0^T 0 dt = 0$$

при наявності сигналу

$$E(G) = E \int_0^T S^2(t)dt$$

Дисперсія при одній і при іншій гіпотезі визначається в такий спосіб:

$$D = \frac{N_0 E}{2}.$$

У процедурі виявлення сигналу величину  $G$  порівнюють із порогом  $G_0$ , значення якого залежить від критерію. Якщо  $G > G_0$ , то ухвалюється гіпотеза  $H_1$  (сигнал виявлений).

Очевидно, що  $G$  має нормальний закон розподілу

$$W_0(G) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} e^{-\left(\frac{G^2}{2D}\right)}$$

$$W_1(G) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} e^{-\frac{(G-E)^2}{2D}}$$

Імовірність хибної тривоги  $Q_0$  і виявлена  $Q_d$  визначають за формулами

$$Q_0 = \int_{G_0}^{\infty} W_0(G) dG$$

$$Q_d = \int_{G_0}^{\infty} W_1(G) dG$$

Величину порога  $\Lambda_0$  можна визначити з відношення правдоподібності

$$\Lambda(G) = \frac{W_1(G)}{W_0(G)}$$

враховуючи що

$$\Lambda_0 = \Lambda(G_0).$$

Обчислимо відношення правдоподібності

$$\Lambda(G) = \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \exp\left(-\frac{(G-E)^2}{2D}\right)}{\frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \exp\left(-\frac{G^2}{2D}\right)} = \exp\left(\frac{-G^2 + 2GE - E^2 + G^2}{2D}\right) = \exp\left(\frac{GE}{D} - \frac{E^2}{2D}\right)$$

$$\Lambda(G) = \exp\left(\frac{2GE}{EN_0} - \frac{E^2}{EN_0}\right) = \exp\left(\frac{2G}{N_0} - \frac{E}{N_0}\right)$$

оскільки

$$\Lambda_0 = \Lambda(G_0)$$

Остаточно одержимо граничне значення  $\Lambda_0$

$$\Lambda_0 = \exp\left(\frac{2G_0}{N_0} - \frac{E}{N_0}\right)$$

одержимо

$$\ln \Lambda_0 = \frac{2G_0}{N_0} - \frac{E}{N_0}$$

$$G_0 = \frac{N_0}{2} \ln \Lambda_0 + \frac{E}{2}$$

Виходячи з алгоритму обчислення  $G$ , одержимо структуру одноканального пристрою виявлення (рис. 7.1).

Всі блоки дозволяють реалізувати поданий вище кореляційний інтеграл. Другий пристрій перемноження призначений для взяття відліку потокового значення вхідного сигналу на виході інтегратора в момент закінчення спостереження  $T$ . Це рівнозначно множенню величини на виході інтегратора на короткий (за його тривалість результат інтегрування не має змінюватись) імпульс одиночної амплітуди, який затримано на час  $T$  (функція  $g(t)$  на рис. 7.1).

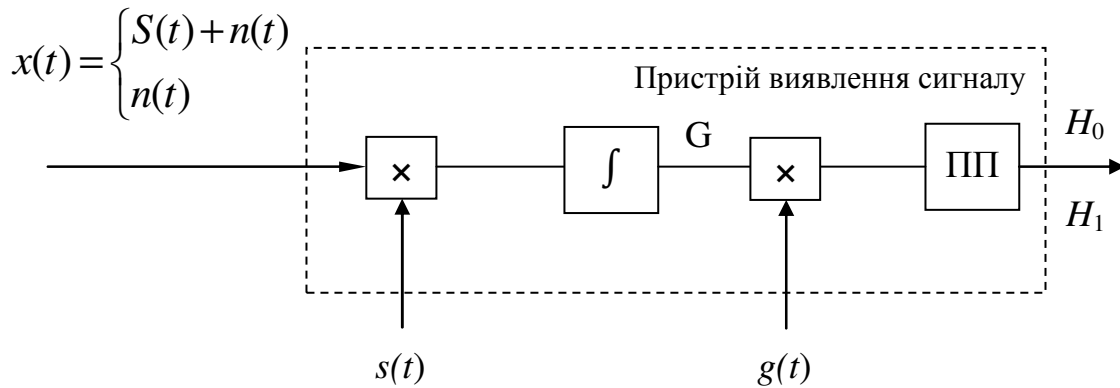


Рисунок 7.1 – Структура квазиоптимального одноканального пристрою виявлення детермінованого сигналу на фоні шуму

Необхідно зазначити, що опорний сигнал пристрою виявлення детермінованого сигналу, поданого на рис. 7.1 є точною копією детермінованого сигналу без шуму, сформований автономним генератором у місці приймання.

Часові діаграми, що ілюструють принцип дії пристрою виявлення детермінованого сигналу, показано на рис. 7.2.

Опорна напруга  $u_{\text{оп}}(t)$  є копією сигналу без шумів ( $u_{\text{оп}}(t) = u_s(t)$ ), що спостерігають від  $t = t_0$  до  $t = t_0 + \tau_u$ . Вхідна напруга  $u_{\text{вх}}(t)$  відрізняється від напруги  $u_s(t)$  наявністю шумової складової  $u_n(t)$ , яка випадковим чином пульсує щодо осі часу під час відсутності сигналу й відносно  $u_s(t)$  при наявності сигналу. На виході блоку помноження виходить добуток

$$u_{\text{вх}}(t) \cdot u_{\text{оп}}(t) = (u_s(t) + u_n(t)) \cdot u_s(t) = u_s^2(t) + u_s(t) \cdot u_n(t),$$

який дорівнює нулю, коли немає опорної напруги, а, отже, і сигналу.

Коли є сигнал, то за рахунок складової, що дорівнює квадрату напруги сигналу  $u_s^2(t)$ , цей добуток переважно однополярний і, крім того, трохи пульсує за рахунок наявності шумової складової.

Інтегратор пристрою виявлення підсумує для кожного моменту часу  $t$  аж до  $t = t_0 + \tau_u$  добуток  $u_{\text{вх}}(t) \cdot u_{\text{оп}}(t)$  і видає напругу, пропорційну кореляційному інтегралу:

$$R(\tau) = \int_{t_0}^{t_0+\tau} u_{\text{вх}}(t) \cdot u_{\text{оп}}(t) dt = \int_{t_0}^{t_0+\tau} u_s^2(t) dt + \int_{t_0}^{t_0+\tau} u_s(t) \cdot u_n(t) dt .$$



Якби не було шумової складової, то вихідна напруга корелятора монотонно зростала б, але тому, що друга частина інтеграла знакозмінна, то ріст супроводжується деякими пульсаціями. Зрозуміло, що чим більше тривалість кореляційного приймання сигналів, тим більше максимум вихідної напруги, пропорційний максимуму кореляційного інтеграла, і тим більше імовірність того, що цей максимум перевищить обраний поріг.

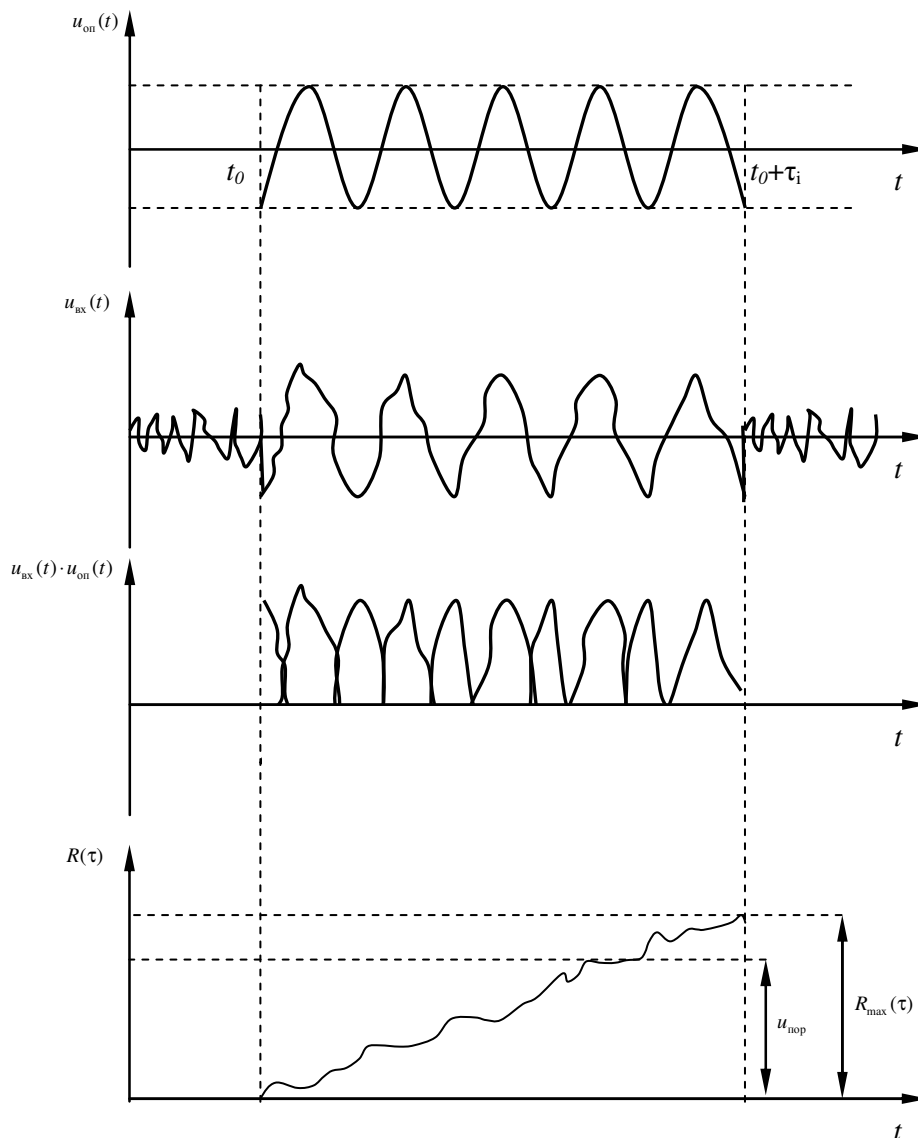


Рисунок 7.2 – Часові діаграми, що ілюструють принцип дії пристрою виявлення сигналу

## 5. БАГАТОКАНАЛЬНА РЕАЛІЗАЦІЯ ПРИСТРОЮ ВИЯВЛЕННЯ ДЕТЕРМІНОВАНИХ ЗОНДУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

Опорну напругу для корелятора одержують відгалуженням незначної частини випромінювання передавача в лінію затримання. Значення затримання повинне дорівнювати часу запізнювання відбитого зондувального сигналу. Якщо ця рівність не дотримується, то опорний і відбитий сигнали не збігаються в часі; вони не корелюються й напруга на виході фільтра (інтегратора) не досягає

граничного. Це є істотним недоліком одноканальної схеми.

Для усунення вищевказаного недоліку пристрій виявлення має бути багатоканальним (рис. 7.3).

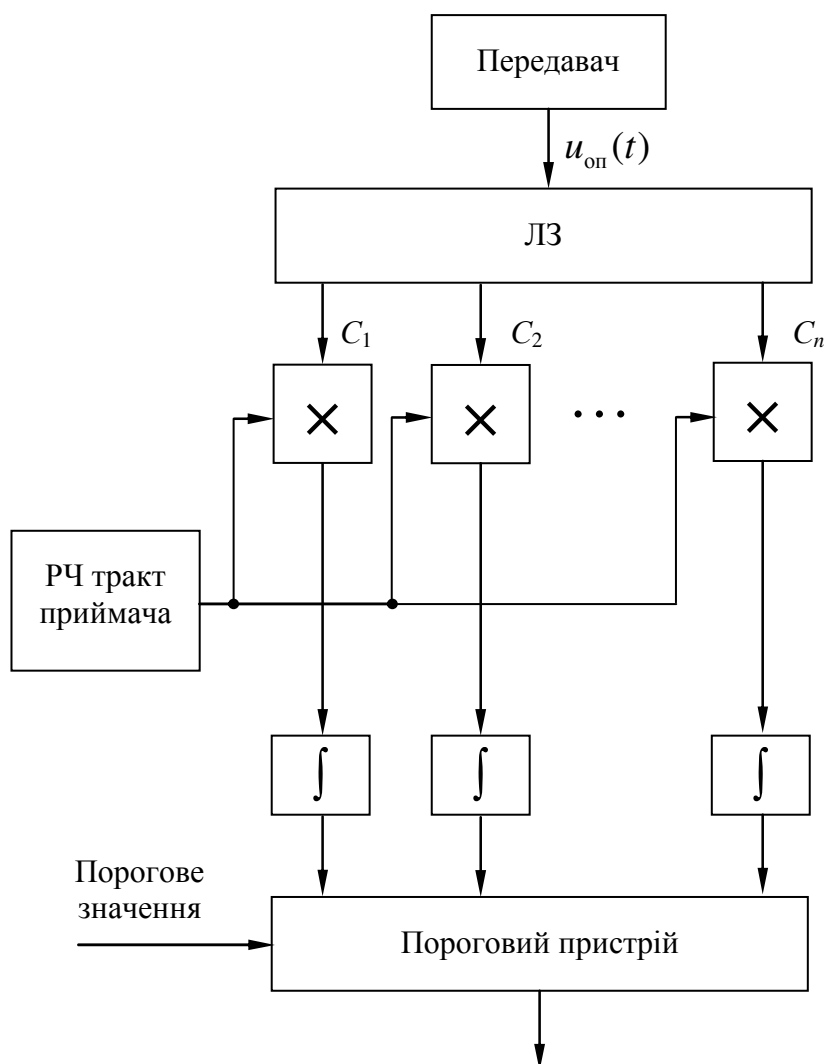


Рисунок 7.3 – Багатоканальний пристрій виявлення детермінованого сигналу

У кожному каналі є окремий змішувач (блок помноження)  $C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$  і інтегратор у вигляді фільтра нижніх частот.

Затримка створюється лінією затримки, розрахованої на перекриття необхідного діапазону дальності. Число відводів (елементів) лінії затримки визначається числом каналів, яке вибирають, виходячи з роздільної здатності РЕС за дальністю. Тому що через граничну схему проходять сигнали з тих каналів, де запізнювання відбитого (відповідного) сигналу збігається із затримкою опорної напруги, то є можливість використовувати цей пристрій і як багатоканальний вимірювач дальності.

Недоліком методу є таке обмеження: постійна часу фільтра нижніх частот повинна бути якнайбільше, щоб фільтр не встигав швидко проінтегрувати короточасні шумові викиди й цим викликати хибну тривогу. Але при великому

значенні корисний сигнал повинен мати значну тривалість. Звідси випливає висновок про те, що кореляційний метод оброблення не доцільно застосовувати в імпульсних РЕС, а варто його використовувати в РЕС із безперервним випромінюванням.

### ДОМАШНЄ ЗАВДАННЯ

Знайти імовірність вірного виявлення сигналу, імовірність хибної тривоги й пропуску сигналу на виході приймача, якщо на переданий дворівневий сигнал у каналі діє адитивний білий гаусів шум. Амплітуду сигналу на виході передавача вибрати довільно.

### КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Які статистичні гіпотези висуваються при виявленні сигналів на фоні білого шуму?
2. Внаслідок чого виникають помилки типу “хибна тривога” і “пропуск об'єкта”?
3. Назвіть основні критерії оптимального виявлення й приведіть основну ідею кожного з них.
4. Що таке відношення правдоподібності?
5. Поясніть принцип дії одноканального пристрою виявлення детермінованого сигналу.
6. У чому недоліки одноканального пристрою виявлення детермінованого сигналу?
7. Приведіть принцип дії багатоканального пристрою виявлення детермінованого сигналу й принцип вибору його параметрів.

### ЛАБОРАТОРНЕ ЗАВДАННЯ

При виконанні лабораторного завдання на лабораторному макеті слід вибрати номер варіанта, що відповідає номеру бригади та номеру групи.

1. Дослідження характеристик одноканального пристрою виявлення детермінованого сигналу.

1.1 Дослідити схему пристрою, що реалізовує принцип одноканального оптимального виявлення детермінованого сигналу  $s(t) = A \sin(2\pi f_0 t)$  при впливі на нього АБГШ. Подати діаграми, що описують роботу схеми, при проведенні вимірювання в тестових точках, розташованих на лабораторному макеті з використанням порога, що розраховано за різними критеріями.

1.2 Дослідити залежність вірогідності виникнення помилок першого та іншого роду при одноканальному виявленні детермінованого сигналу від відношення сигнал/шум у каналі при параметрах шуму  $M$  й  $\sigma$ , що вибирають при встановленні індивідуального варіанта на лабораторному макеті. Визначити максимальне та мінімальне значення функції кореляції. Визначити величину оптимального порога виявлення, за якого забезпечується найменша вірогідність помилки.

1.3 Дослідити залежність вірогідності виникнення помилок першого та іншого роду при одноканальному виявленні детермінованого сигналу від величини затримки між опорним сигналом та сигналом на вході приймача. Величину затримки змінювати в діапазоні від 10 % до 90 % від тривалості сигналу.

2. Дослідження характеристик багатоканального пристрою виявлення детермінованого сигналу.

2.1 Дослідити схему пристрою, що реалізовує принцип багатоканального оптимального виявлення детермінованого сигналу при впливі на нього АБГШ у каналі розподілення при змінненні затримання сигналу на вході приймача. Закон зміни затримки сигналу відповідає визначеному в п.1.3. Для одного значення затримки та відношення сигнал/шум подати діаграми, що описують роботові схеми, при проведенні вимірювання в тестових крапках, розташованих на лабораторному макеті.

2.2 Дослідити залежність вірогідності виникнення помилок першого та іншого роду при багатоканальному виявленні детермінованого сигналу від відношення сигнал/шум у каналі при параметрах шуму  $M$  й  $\sigma$ , що вибирають при встановленні індивідуального варіанта на лабораторному макеті, при двох значеннях затримки, що відповідають мінімальному та максимальному значенні затримки.

## Лабораторна робота № 8

### РАДІОЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ. ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ З ВИПАДКОВОЮ ПОЧАТКОВОЮ ФАЗОЮ

**Мета роботи:** вивчення основних принципів статистичного аналізу, вживаного при виявленні сигналів з випадковою початковою фазою в радіоелектронних системах передавання інформації. Дослідження характеристик системи виявлення сигналів з випадковою початковою фазою при впливі зовнішніх факторів.

#### КЛЮЧОВІ ПОЛОЖЕННЯ

##### 1. ЗАДАЧА ОПТИМАЛЬНОГО ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛУ З ВИПАДКОВОЮ ПОЧАТКОВОЮ ФАЗОЮ

Розглянемо випадок, коли радіосигнал, що приймається, має вибіг фази, який не відомий на приймальній стороні. Тобто очікуваний сигнал має ще один параметр, що заважає, в порівнянні з випадком при виявленні детермінованого сигналу, що є однією з основних задач, що постає при проектуванні радіоелектронних систем передавання інформації. У разі, коли один або декілька параметрів сигналу невідомі, говорять про некогерентне приймання.

Нехай в суміші  $x(t) = s(t) + n(t)$  сигнал  $s(t)$  має випадкову початкову фазу, що дорівнює  $\lambda$ , тоді

$$s(t, \lambda) = A(t) \cos[w_0 t + \varphi(t) + \lambda]. \quad (8.1)$$

Тут  $\lambda$  – скалярний параметр, тому сигнал залежить від одного параметра, що є окремим випадком. Початкову фазу  $\lambda$  вважаємо рівномірно розподіленими на інтервалі  $(0; 2\pi)$ , тобто:

$$W(\lambda) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \lambda \in (0 \dots 2\pi) \\ 0 & \lambda \notin (0 \dots 2\pi) \end{cases}$$

Випадкова фаза виникає в тих випадках, коли має місце нестабільність або несинхронізованість опорних генераторів у радіоелектронних системах передавання інформації, чи присутні зміни протяжності каналу поширення сигналу або флуктуації властивостей середовища.

За аналогією з задачею виявлення детермінованого сигналу знайдемо кореляційний інтеграл (статистику)  $G = G(x)$ , подавши вихідний сигнал (8.1) у вигляді добутку:

$$\begin{aligned} s(t, \lambda) &= A(t) \cos[w_0 t + \varphi(t) + \lambda] = \\ &= A(t) \cos(w_0 t + \varphi(t)) \cos(\lambda) - A(t) \sin(w_0 t + \varphi(t)) \sin(\lambda) = s_1 \cos \lambda + s_2 \sin \lambda \end{aligned}$$

Причому  $s_1 = s_1(t) = A(t) \cos(w_0 t + \varphi(t))$  и  $s_2 = s_2(t) = -A(t) \sin(w_0 t + \varphi(t))$

Розглянемо статистику  $G = G(x)$ :

$$G = G(x) = \frac{2}{N_0} G(x|\lambda) = \frac{2}{N_0} \int_0^T s(t, \lambda) x(t) dt = \frac{2}{N_0} \int_0^T (s_1(t) \cos \lambda + s_2(t) \sin \lambda) x(t) dt =$$

$$= \frac{2}{N_0} \cos \lambda \int_0^T s_1(t) x(t) dt + \frac{2}{N_0} \sin \lambda \int_0^T s_2(t) x(t) dt = \cos \lambda G_1 + \sin \lambda G_2,$$

де  $G_1 = \frac{2}{N_0} \int_0^T s_1(t) x(t) dt$ ,

$$G_2 = \frac{2}{N_0} \int_0^T s_2(t) x(t) dt.$$

Введемо позначення  $R = \sqrt{G_1^2 + G_2^2}$  (рис. 8.1), тоді, оскільки,

$$\sqrt{G_1^2 + G_2^2} = \frac{G_1}{\sin \psi}; \quad \sqrt{G_1^2 + G_2^2} = \frac{G_2}{\cos \psi}$$

Звідки  $\sin \psi = \frac{G_1}{\sqrt{G_1^2 + G_2^2}}$ ,  $\cos \psi = \frac{G_2}{\sqrt{G_1^2 + G_2^2}}$ .

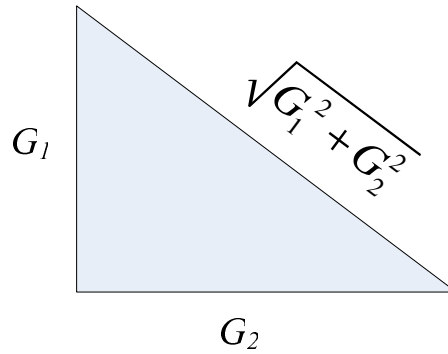


Рисунок 8.1 – До визначення величини  $R$

Тоді

$$G = G_1 \cos \lambda + G_2 \sin \lambda = \begin{bmatrix} G_1 = R \cos \psi \\ G_2 = R \sin \psi \end{bmatrix} = R \cos \psi \cos \lambda + R \sin \psi \sin \lambda =$$

$$= R (\cos \psi \cos \lambda + \sin \psi \sin \lambda) = R \cos(\lambda - \psi)$$

Знайдемо відношення правдоподібності. За аналогією з детермінованим сигналом можна отримати вираз:

$$G(x|\lambda) = \frac{\Xi(\lambda)}{2} + \frac{N_0}{2} \ln \Lambda(x|\lambda),$$

звідки

$$\ln \Lambda(x|\lambda) = \frac{2G(x|\lambda) - \Xi(\lambda)}{N_0} = \frac{2}{N_0} G(x|\lambda) - \frac{\Xi(\lambda)}{N_0},$$

отже

$$\Lambda(x|\lambda) = e^{\frac{2}{N_0} G(x|\lambda)} e^{-\frac{\Xi(\lambda)}{N_0}},$$

де  $\mathcal{E}(\lambda) = \int_0^T s^2(t|\lambda) dt$ ,  $G(x|\lambda) = \int_0^T s(t, \lambda) x(t) dt$ .

За наявності випадкових незмінних параметрів

$$\Lambda(x) = E(\Lambda(x|\lambda)),$$

де  $E(\Lambda(x|\lambda))$  – усереднення за випадковим параметром.

$$\Lambda(x) = E(\Lambda(x|\lambda)) = \int_{D(\lambda)} W(\lambda) \Lambda(x|\lambda) d\lambda = \int_{D(\lambda)} W(\lambda) e^{\frac{2}{N_0} G(x|\lambda)} e^{-\frac{\mathcal{E}(\lambda)}{N_0}} dx.$$

Оскільки  $W(\lambda) = \frac{1}{2\pi}$ ,  $\lambda \in [0, 2\pi]$ ,  $\mathcal{E}(\lambda)$  при збільшенні часу спостереження

$\mathcal{E}(\lambda) = \mathcal{E}$ , то вираз  $\Lambda(x)$  можна подати таким чином:

$$\Lambda(x) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\mathcal{E}}{N_0}} \int_0^{2\pi} e^{\frac{2}{N_0} G(x|\lambda)} d\lambda \stackrel{cm.}{=} \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\mathcal{E}}{N_0}} \int_0^{2\pi} e^{G(x)} d\lambda = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\mathcal{E}}{N_0}} \int_0^{2\pi} e^{R \cos(\lambda - \psi)} d\lambda = e^{-\frac{\mathcal{E}}{N_0}} I_0(R),$$

де  $I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos(\varphi - \psi)} d\varphi$  - модифікована функція Беселя першого роду нульового порядку.

За відсутності сигналу статистики  $G_1$  і  $G_2$  мають нульові середні  $E(G_1) = E(G_2) = 0$ .

Оскільки:

$$\begin{aligned} D\left(\int_0^T s_1(t) x(t) dt\right) &= E\left\{\left(\int_0^T s_1(t) x(t) dt - E\left\{\int_0^T s_1(t) x(t) dt\right\}\right)^2\right\} = \\ &= E\left\{\int_0^T \int_0^T n(t_1) n(t_2) s(t_1) s(t_2) dt_1 dt_2\right\} = \int_0^T \frac{N_0}{2} s^2(t) dt = \frac{N_0 \mathcal{E}}{2} \end{aligned}$$

А з властивості дисперсії  $D(aX) = a^2 D(X)$ , якщо  $a$  – константа, слідує:

$$D(G_1) = \left(\frac{2}{N_0}\right)^2 D\left(\int_0^T s_1(t) x(t) dt\right).$$

Тоді

$$D(G_1) = D\left(\frac{2}{N_0} \int_0^T s_1(t) x(t) dt\right) = \left(\frac{2}{N_0}\right)^2 D\left(\int_0^T s_1(t) x(t) dt\right) = \left(\frac{2}{N_0}\right)^2 \cdot \frac{N_0 \mathcal{E}}{2} = \frac{2}{N_0} \mathcal{E}$$

Аналогічно

$$D(G_2) = \left(\frac{2}{N_0}\right)^2 \frac{N_0 \mathcal{E}}{2} = \frac{2}{N_0} \mathcal{E},$$

Тобто  $D(G_1) = D(G_2)$ .

Оскільки  $G_1$  і  $G_2$  незалежні і мають нормальний розподіл, то їх спільний розподіл в разі гіпотези  $H_0$  має вигляд:

$$W_0(G_1, G_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_{G_1}\sigma_{G_2}\sqrt{1-\sigma_{G_1G_2}^2}} \exp\left(-\frac{1}{2(1-\sigma_{G_1G_2}^2)\left[\frac{G_1^2}{\sigma_{G_1}^2} - \frac{2\sigma_{G_1G_2}G_1G_2}{\sigma_{G_1}\sigma_{G_2}} + \frac{G_2^2}{\sigma_{G_2}^2}\right]}\right).$$

Оскільки  $G_1$  і  $G_2$  незалежні, то їх кореляція  $\sigma_{G_1G_2} = 0$ ;  $\sigma_{G_1}$  і  $\sigma_{G_2}$  дорівнюють одна одній, як було показано раніше. Тоді  $W_0$  має вигляд:

$$\begin{aligned} W_0(G_1, G_2) &= \frac{1}{2\pi\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{G_1^2 + G_2^2}{\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2}\right)\right) = \frac{1}{2\pi\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2} \exp\left(-\frac{G_1^2 + G_2^2}{2\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2}\right) = \\ &= \frac{1}{2\pi\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2}\right). \end{aligned}$$

При переході від змінних  $G_1$  і  $G_2$  до змінної  $R$  необхідно визначити Якобіан перетворення. Оскільки  $G_1 = R\cos\psi$ ;  $G_2 = R\sin\psi$ , то Якобіан матиме вигляд:

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial G_1}{\partial R} & \frac{\partial G_1}{\partial \psi} \\ \frac{\partial G_2}{\partial R} & \frac{\partial G_2}{\partial \psi} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\psi & -R\sin\psi \\ \sin\psi & R\cos\psi \end{vmatrix} = R\cos^2\psi + R\sin^2\psi = R$$

Після переходу від змінних  $G_1$  і  $G_2$  до  $R$  отримуємо:

$$W_0(G_1, G_2) = \frac{J}{2\pi} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2}\right) = \frac{R}{2\pi\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\left(\frac{2\Theta}{N_0}\right)^2}\right),$$

що є розподілом Релея  $f(x, \sigma) = \frac{x}{\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$ .

Визначимо вірогідність помилкової тривоги

$$\begin{aligned} Q_0 &= \int_{R_0}^{\infty} W_0(R) dR = \frac{1}{2\pi d^2} \int_{R_0}^{\infty} R e^{-\frac{R^2}{2d^2}} dR = \frac{1}{2\pi d^2} \cdot \left. \frac{e^{-\frac{R^2}{2d^2}}}{-\frac{1}{d^2}} \right|_{R_0}^{\infty} = \\ &= \frac{1}{2\pi d^2} \cdot \left( \frac{-e^{-\frac{R_0^2}{2d^2}}}{-\frac{1}{d^2}} \right) = \frac{1}{2\pi} \cdot e^{-\frac{R_0^2}{2d^2}} = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{R_0^2}{2d^2}}, \end{aligned}$$

за умови, що  $d^2 = \frac{2\Theta}{N_0}$ .



Знайдемо спільний розподіл

$$\begin{aligned}
 W_1(G_1, G_2, \lambda) &= \frac{1}{2\pi\sigma^2 \sqrt{1-\sigma_{G_1 G_2}^2}} \times \\
 &\times \exp \left\{ -\frac{1}{2(1-\sigma_{G_1 G_2}^2)} \left[ \frac{(G_1 - m_{G_1})^2}{\sigma^2} - 2\sigma_{G_1 G_2} \frac{(G_1 - m_{G_1})(G_2 - m_{G_2})}{\sigma^2} + \frac{(G_2 - m_{G_2})^2}{\sigma^2} \right] \right\} = \\
 &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2} \cdot \frac{(G_1 - m_{G_1})^2 + (G_2 - m_{G_2})^2}{\sigma^2} \right\} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ -\frac{(G_1 - m_{G_1})^2 + (G_2 - m_{G_2})^2}{2\sigma^2} \right\}.
 \end{aligned}$$

Оскільки  $G_1 = R \cos \psi$ ;  $G_2 = R \sin \psi$ , під час переходу координат Якобіан має теж значення, що і в минулому випадку  $J = R$ , тоді маємо:

$$\begin{aligned}
 W_1(G_1, G_2, \lambda) &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ \left[ \frac{(G_1 - m_{G_1})^2}{\sigma^2} + \frac{(G_2 - m_{G_2})^2}{\sigma^2} \right] \right\} = \\
 &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ -\frac{G_1^2 - 2G_1 m_{G_1} + m_{G_1}^2 + G_2^2 - 2G_2 m_{G_2} + m_{G_2}^2}{2\sigma^2} \right\} = \\
 &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ \frac{-G_1^2 + G_2^2 - 2(G_1 m_{G_1} - G_2 m_{G_2}) + m_{G_1}^2 + m_{G_2}^2}{2\sigma^2} \right\}.
 \end{aligned}$$

Далі виконуємо перетворення координат

$$\begin{aligned}
 W_1(R, \psi, \lambda) &= \frac{R}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ -\frac{R^2 - 2(R \cos \psi m_{G_1} - R \sin \psi m_{G_2}) + m^2}{2\sigma^2} \right\} = \\
 &= \frac{R}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ -\frac{R^2 - 2R(m_{G_1} \cos \psi - m_{G_2} \sin \psi) + m^2}{2\sigma^2} \right\}.
 \end{aligned}$$

Оскільки  $m_{G_1} \cos \psi + m_{G_2} \sin \psi = m \cos(\psi - \Theta)$ , причому  $\text{tg} \Theta = \frac{m_y}{m_x}$ , отримуємо

$$\begin{aligned}
 W_1(R, \psi, \lambda) &= \frac{R}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ -\frac{R^2 - 2R(m_{G_1} \cos \psi - m_{G_2} \sin \psi) + m^2}{2\sigma^2} \right\} = \\
 &= \frac{R}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ -\frac{R^2 - 2Rm \cos(\psi - \Theta) + m^2}{2\sigma^2} \right\} = \\
 &= \frac{R}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp \left\{ -\frac{R^2 + m^2}{2\sigma^2} \right\} \exp \left\{ \frac{2Rm}{2\sigma^2} \cos(\psi - \Theta) \right\}.
 \end{aligned}$$

Оскільки  $\int_{-\infty}^{\infty} p(x, y, z) dz = p(x, y)$  знайдемо

$$\begin{aligned}
 W(R) &= \int_0^{2\pi} \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{R^2 + m^2}{2\sigma^2} \right\} \exp \left\{ \frac{2Rm}{2\sigma^2} \cos(\psi - \Theta) \right\} d\psi = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{R^2 + m^2}{2\sigma^2} \right\} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp \left\{ \frac{2Rm}{2\sigma^2} \cos(\psi - \Theta) \right\} d\psi = \\
 &= \frac{R}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{R^2 + m^2}{2\sigma^2} \right\} I_0 \left( \frac{R \cdot m}{2\sigma^2} \right).
 \end{aligned}$$

Даний розподіл називається розподілом Райса або узагальненим розподілом Релея.

У даному випадку  $D(G_1) = D(G_2) = d^2$  (тобто  $\sigma^2 = d^2$ ) та отримуємо

$$\begin{aligned} m_x &= E(G_1) = d^2 \cos \lambda; \quad m_y = E(G_2) = d^2 \sin \lambda, \\ m &= \sqrt{m_x^2 + m_y^2} = \sqrt{d^4 \cos^2 \lambda + d^4 \sin^2 \lambda} = \\ &= \sqrt{d^4 (\cos^2 \lambda + \sin^2 \lambda)} = d \cos^2 \lambda + d^4 \sin^2 \lambda \\ W_1(R) &= \frac{R}{d^2} \exp\left\{-\frac{R^2 + d^4}{2d}\right\} I_0\left(\frac{d^2 R}{d^2}\right) = \frac{R}{d^2} \exp\left\{-\frac{R^2 + d^2}{2}\right\} I_0(R) \end{aligned}$$

Вірогідність виявлення  $Q_d = \int_{R_0}^{\infty} W_1(R) dR$ .

Проведемо підстановку  $x = \frac{R}{d}$ ,  $\alpha = d$ .

Знайдемо якобіан перетворення:

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial R} & \frac{\partial x}{\partial d} \\ \frac{\partial \alpha}{\partial R} & \frac{\partial \alpha}{\partial d} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{1}{d} & -\frac{R}{d^2} \\ 0 & 1 \end{vmatrix} = \frac{1}{d}$$

Відповідно вірогідність виявлення з новими змінними визначається, як:

$$Q_d = \frac{1}{\alpha^2} \int_{R_0}^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + \alpha^2}{2}\right) I_0(\alpha x) dx = \frac{1}{\alpha^2} Q(\alpha, R_0),$$

де  $Q(\alpha, \beta)$  - функція Маркума.

У системі Matlab функція Маркума обчислюється за допомогою команди *marcumq*. Синтаксис команди наступний:

$$Q = \text{marcumq}(a, b).$$

Поданий синтаксис дозволяє обчислює  $Q$ -функцію Маркума від аргументів  $a$  і  $b$ .

## 2. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ НЕКОГЕРЕНТНОГО ПРИСТРОЮ ВІЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ

Схему некогерентного виявлення подано на рис. 8.2. Пристрій оптимального виявлення сигналу з випадковою початковою фазою має обчислювати довжину вектора  $G$  з складовими  $G_1$  і  $G_2$  в декартовій системі координат.

Причому  $G_1$  і  $G_2$  – кореляції прийнятого сигналу  $x(t)$  з квадратурними складовими сигналу.  $s(t)$  і  $s_{\perp}(t)$  – детерміновані коливання, що несуть коливання яких зсунуто за фазою на кут  $\frac{\pi}{2}$  ( $s_{\perp}(t)$  – перетворення Гільберта сигналу  $s(t)$ ).

Оптимальний пристрій виявлення має обчислювати величину  $R$  і порівнювати її з порогом  $R_0$ , для цього він має складатись з двох взаємнокореляційних пристроїв, керованих косинусоїдальними і синусоїдальними сигналами і що обчислюють відповідно значення функцій  $G_1$  і  $G_2$  взаємної кореляції між коливанням, що приймається, і вказаними сигналами  $s(t)$  і  $s_{\perp}(t)$ . Необхідність використання двох каналів у схемі виявлення є природним компромісом внаслідок відсутності інформації щодо початкової фази сигналу (із-за її випадковості).

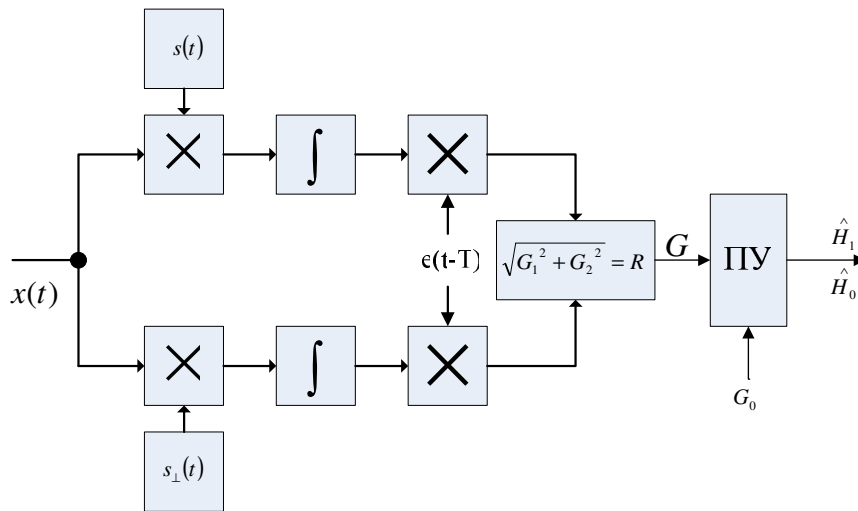


Рисунок 8.2 – Схема некогерентного пристрою виявлення

Така структура пристрою виявлення дозволяє виявляти сигнал з довільною початковою фазою. Сума квадратів не залежить від початкової фази сигналу. Зокрема при нульовій початковій фазі сигнал виділяється з суміші одним з каналів (наприклад, першим), при цьому рівень сигналу на виході іншого каналу (другого) близький до нуля. У випадку, якщо початкова фаза сигналу  $-\frac{\pi}{2}$ , виділяти сигнал буде вже другий канал, а перший канал вже не братиме участь в цьому процесі. При проміжних значеннях початкової фази у виділенні сигналу беруть участь обидва канали.

Незалежно від початкової фази і того, який з каналів виділяє сигнал, шуми проходять через взаємнокореляційні пристрої, внаслідок їх лінійності, незалежно від сигналу і, будучи взаємно незалежними, додаються в суматорі за потужністю, яка за рахунок цього зростає удвічі, погіршуючи відношення сигнал/шум.

### ДОМАШНЄ ЗАВДАННЯ

1. Оцінити необхідне збільшення відношення сигнал/шум при переході від виявлення повністю відомого сигналу до виявлення сигналу з випадковою фазою. Вірогідність вірного виявлення сигналу при цьому відповідає  $P_{\text{вв}} = \frac{N \cdot M}{100}$ , а вірогідність помилкової тривоги -  $P_{\text{нм}} = (N \cdot M) \cdot 10^{-4}$  та  $P_{\text{нм}} = (N \cdot M) \cdot 10^{-8}$ , де  $N$  - порядковий номер студента в списку групи,  $M$  - номер групи.

2. Оцінити, наскільки відсутність інформації щодо початкової фази сигналу змушує підвищити відношення сигнал/шум при  $P_{\text{вс}} = \frac{N+M+25}{100}$ ,  $P_{\text{nm}} = 0,01 \cdot N$  та  $P_{\text{вс}} = \frac{N+M+50}{100}$ ,  $P_{\text{nm}} = 0,001 \cdot N$ .

### КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. У чому полягають проблеми виявлення сигналів за наявності випадкових (невимірюваних) параметрів?
2. Чим обумовлена випадкова зміна фази сигналу, що виявляється?
3. Чому енергія сигналу практично не залежить від впливу випадкової початкової фази?
4. З якої причини, за відсутності сигналу статистики  $G_1$  і  $G_2$  мають нульові середні значення?
5. Чим відрізняється структурна схема пристрою виявлення сигналів з випадковою початковою фазою від схеми пристрою виявлення детермінованого сигналу, і чим обумовлена ця відмінність?
6. З якою метою використовується перетворення Гільберта при виявленні сигналу з випадковою початковою фазою?

### ЛАБОРАТОРНЕ ЗАВДАННЯ

При виконанні лабораторного завдання на лабораторному макеті слід вибрати номер варіанта, що відповідає номеру бригади та номеру групи.

1. Дослідити схему пристрою, що реалізовує принцип оптимального виявлення сигналу  $s(t) = A \sin(2\pi f_0 t)$  при випадковій зміні його фази в каналі розподілення. Подати діаграми, що описують роботу схеми, при проведенні вимірювання в тестових точках, розташованих на лабораторному макеті.

2. Дослідити залежність вірогідності виникнення помилок першого та другого роду при виявленні сигналу з випадковою початковою фазою від відношення сигнал/шум в каналі.

Параметри сигналу, що виявляється, і параметри каналу (дисперсія адитивного шуму та вірогідність вірного виявлення) для виконання лабораторного завдання встановлюються на лабораторному макеті згідно індивідуального варіанта. При моделюванні, необхідно використовувати наступні значення величин: середнє значення шуму рівне 0, час дотримання відліків шуму в каналі не менше 0.005.